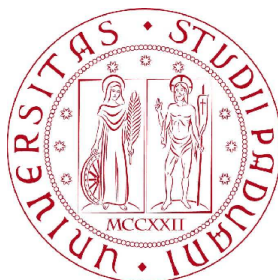


UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE



**Caratterizzazione mediante misure
dinamiche e di elettroluminescenza di
dispositivi AlGa_N/Ga_N HEMT con
elettrodo di gate trasparente**

Relatore Prof. Gaudenzio Meneghesso

Correlatore Nicolò Ronchi

Laureando

Mirko Bellesini

Anno Accademico 2009/2010

Indice

Sommario	III
Introduzione	1
1 Il Nitruro di Gallio	5
1.1 Struttura reticolare e proprietà elettroniche	5
1.2 Struttura a bande	8
1.3 Substrati	9
1.4 Tecnologie per la crescita del GaN	12
1.5 Contatti ohmici su GaN	17
2 HEMT	19
2.1 Introduzione: storia degli HEMT	19
2.2 Struttura del dispositivo	20
2.3 AlGaN/GaN HEMT	21
2.4 Problemi di affidabilità	25
2.4.1 Trappole	26
2.4.2 Buffer trapping - Effetto kink	26
2.4.3 Trapping superficiale - Gate virtuale	28
2.5 Meccanismi di degrado	32
2.5.1 Degradazione da elettroni caldi	32
2.5.2 Effetto piezoelettrico inverso	34
3 Descrizione dei dispositivi misurati	35
3.1 Il wafer V080404CF	35
3.2 Struttura dei transistor	37
3.3 Performance dei dispositivi	38
4 Misure di elettroluminescenza	43
4.1 Setup di misura	44
4.2 Risultati ottenuti	46
4.2.1 Campioni in Ni/ITO passivati	48
4.2.2 Campioni in Ni/ITO non passivati	55
4.2.3 Campioni in ITO passivati	61
4.2.4 Campioni in ITO non passivati	67

4.2.5	Campioni in Ni/Au/Ni	67
4.2.6	Confronti tra tipi diversi	69
5	Misure dinamiche	73
5.1	Setup di misura	73
5.2	Risultati ottenuti	75
5.2.1	Campioni in ITO	77
5.2.2	Campioni in Ni/Au/Ni	80
6	Misure C-V	83
6.1	Setup di misura	83
6.2	Risultati ottenuti	84
6.2.1	Campioni in ITO	85
6.2.2	Campioni in Ni/Au/Ni	88
6.3	Campione sottoposto ad energia luminosa	90
	Conclusioni	95
	Bibliografia	97
	Elenco delle figure	101
	Elenco delle tabelle	105

Sommario

In questo lavoro di tesi si sono studiate, principalmente attraverso misure di elettoluminescenza e prove dinamiche, le caratteristiche di dispositivi HEMT su *GaN* dotati di struttura di gate innovativa (*ITO* e *Ni/ITO*) confrontandole con quelle di dispositivi con gate tradizionale in *Ni/Au/Ni*. La particolarità dei dispositivi misurati è appunto il tipo di materiale con cui è costruito lo stack di gate; l'*ITO* (Indium Tin Oxide), infatti, è noto per la sua trasparenza. Questa particolarità permette dunque di indagare, attraverso le misure di elettroluminescenza, sulla regione attiva sotto al gate: zona molto importante per capire i meccanismi di degrado di questo tipo di dispositivi.

I dispositivi misurati appartenevano tutti allo stesso wafer (il *V080404CF*) fornito dall'University of California di Santa Barbara (UCSB); su questo wafer metà dei campioni presenti erano dotati di strato di passivazione superficiale: è stato possibile, quindi, anche valutare i vantaggi della passivazione. Entrando nel dettaglio delle misure di elettroluminescenza effettuate, si sono andati a produrre i tipici grafici a “campana”; si è valutato cioè l'entità dell'emissione prodotta in funzione dello stato di polarizzazione del dispositivo. Questi grafici si sono fatti per le varie “geometrie” di campioni disponibili sul wafer, cercando così di stabilire, in particolare, una relazione tra la distanza gate-drain L_{GD} e la quantità di fotoni emessi dal dispositivo. Per quanto riguarda la caratterizzazione dinamica dei dispositivi si è proseguito con il lavoro già fatto in una precedente tesi di laurea; si è andati a valutare fenomeni di collasso di corrente e shift di tensione di soglia ricavandoli dai grafici delle caratteristiche di uscita e transcaratteristiche $I_D - V_G$ fatti a diverse tensioni V_{DS} . Si sono eseguite, infine, misure $C - V$ sui diodi a larga area per valutare gli effetti di intrappolamento di carica; una prova di questa misura fatta illuminando il dispositivo con una fonte luminosa di una data energia può dare un'idea del livello energetico delle trappole superficiali presenti.

Introduzione

Le attuali applicazioni elettroniche necessitano di un costante miglioramento e consolidamento delle soluzioni tecnologiche. Reti wireless a banda larga, veicoli elettrici ibridi, controllori sofisticati per reti elettriche, radar compatti e robusti, comunicazioni satellitari: tutti questi campi, e molti altri, beneficiano notevolmente di dispositivi elettronici costruiti con i cosiddetti “materiali ad alto gap energetico” quali Nitruro di Gallio (GaN) e Carburo di Silicio (SiC).

Le tecnologie basate su questi materiali possono infatti sopportare frequenze e livelli di potenza superiori a quelli raggiunti dalle tecnologie su Silicio (Si), Arseniuro di Gallio ($GaAs$), e Fosfuro d’Indio (InP) (vedi figura 1). Il Nitruro di Gallio in particolare anche se fino a poco tempo fa non era nemmeno considerato un semiconduttore dato l’elevato energy-gap, sembra essere il materiale adatto alla costruzione di questi nuovi dispositivi. Il vantaggio principale sta proprio nell’elevato energy-gap, nella possibilità di lavorare ad altissime frequenze di lavoro, nell’elevata velocità di saturazione degli elettroni e nell’elevata mobilità elettronica (circa $2200\text{cm}^2/V \cdot s$), caratteristiche che consentono di raggiungere altissimi campi elettrici di breakdown, permettendo così di ottenere una densità di potenza di uscita di oltre un ordine di grandezza superiore di quella raggiunta in un tradizionale transistor basato sulla tecnologia dell’Arseniuro di Gallio. Tutte queste caratteristiche assieme alla possibilità di formare eterostrutture da parte di questo semiconduttore, permettono la fabbricazione degli HEMT.

Questi dispositivi, basati appunto su un eterostruttura, la più classica delle quali è la giunzione $AlGaN/GaN$, hanno il vantaggio di presentare un’alta concentrazione di portatori e un’elevata mobilità elettronica, aspetti principalmente dovuti all’assenza di scattering coulombiano. La combinazione di queste due caratteristiche si traduce in un’elevata densità di corrente e una bassa resistenza di canale, fattori importantissimi in applicazioni ad alta frequenza e di potenza.

Tutte queste caratteristiche fanno dei GaN HEMT un candidato molto promettente per applicazioni di potenza a microonde. Tuttavia il passo successivo all’individuazione di una tecnologia vincente consiste nella risoluzione di tutti i problemi di affidabilità che inevitabilmente insorgono ad ostacolare la sua commercializzazione. Uno dei metodi che può essere usato nell’indagare quali siano le cause dei possibili problemi di affidabilità di questi dispositivi è quello di investigare tramite spettroscopia la regione attiva sotto il gate; si va cioè ad approfondire il

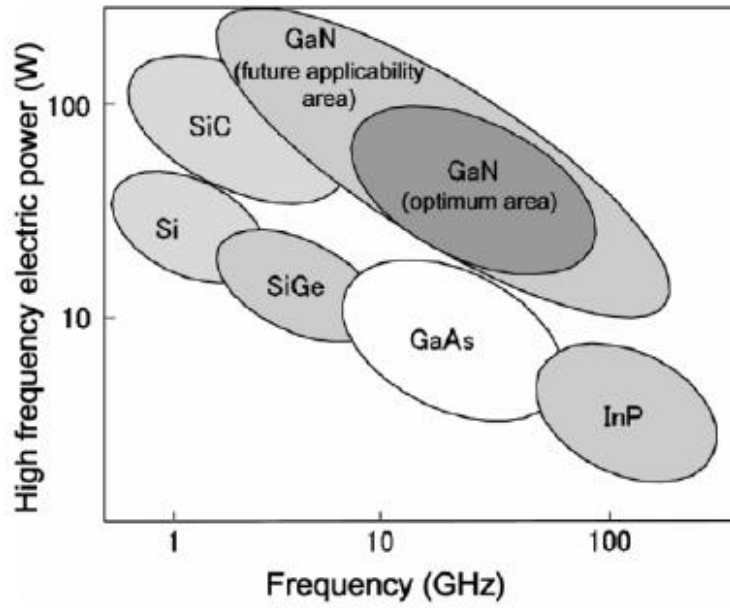


Figura 1: Frequenza operativa e potenza di uscita di dispositivi costruiti con diversi tipi di semiconduttore. [1]

fenomeno dell'elettroluminescenza. E' possibile infatti che la causa di questo fenomeno sia da attribuire al *tunnelling* di elettroni altamente energetici ed è per questo che il suo studio viene usato per indagare sui problemi collegati agli "elettroni caldi" nei dispositivi *AlGaN/GaN* HEMT [2]; lo spettro di elettroluminescenza fatto in diverse condizioni di polarizzazione del dispositivo viene usato per capire quali siano i meccanismi di degrado del transistor. Tuttavia l'elettrodo di gate è comunemente costruito con materiali tipicamente non trasparenti come *Ni* o *Pt*, risulta così difficile usare questa tecnica spettroscopica per analizzare la regione attiva sotto il gate. Per questo motivo si è pensato di costruire l'elettrodo di gate con un materiale "trasparente" come l'ITO (Indium Tin Oxide).

In questa tesi è stato analizzato un wafer che l'University of California, Santa Barbara (UCSB) ci ha messo a disposizione; su questo wafer sono appunto stati costruiti dispositivi *AlGaN/GaN* HEMT alcuni dei quali presentano elettrodo di gate trasparente in *ITO*. Sono state fatte misure per confrontare il comportamento di transistor con elettrodi di gate in *Ni/Au/Ni*, *ITO* e *Ni/ITO*.

Di seguito viene riportata la struttura della tesi:

- *Capitolo 1:* vengono presentate le proprietà chimiche, fisiche ed elettriche del Nitrato di Gallio, i substrati, le tecniche di crescita e i contatti che si realizzano su di esso.
- *Capitolo 2:* Struttura, principi di funzionamento, affidabilità e meccanismi di degrado degli HEMT.

- *Capitolo 3*: Descrizione, processo di fabbricazione e performance dei dispositivi analizzati.
- *Capitolo 4*: Misure di fotoemissione effettuate: procedura e setup di misura, risultati ottenuti.
- *Capitolo 5*: Misure dinamiche effettuate: procedura e setup di misura, risultati ottenuti.
- *Capitolo 6*: Misure C-V effettuate sui diodi: procedura e setup di misura, risultati ottenuti e prove di recupero tramite illuminazione dei dispositivi.

Capitolo 1

Il Nitruro di Gallio

Negli ultimi anni è andato continuamente aumentando l'utilizzo del nitruro di gallio (GaN) per la costruzione di dispositivi optoelettronici (LEDs e Laser) e dispositivi che lavorano ad alte frequenze (HEMT, HFET, MESFET, MODFET). I primi sfruttano l'ampio bandgap del GaN , i secondi invece campi di breakdown, mobilità elettronica e conduttività termica maggiori rispetto agli altri semiconduttori. Inoltre l'emissione luminosa del nitruro di gallio ha grande efficienza, a causa del fatto che tale materiale presenta bandgap diretto, e la sua stabilità chimica unita all'elevato coefficiente di conduzione termica lo rendono un candidato ideale per applicazioni di potenza, in cui le temperature e le correnti in gioco sono alte.

I problemi incontrati nelle prime ricerche sul GaN erano principalmente legati al fatto che non si riusciva a trovare un substrato tale da permetterne la crescita, ed è di difficile drogaggio di tipo accettore. Questi ostacoli sono stati solo parzialmente superati, e attualmente il GaN viene cresciuto su substrati di zaffiro o carburo di silicio e il drogaggio p viene ottenuto mediante l'inserimento di magnesio. Inoltre è possibile realizzare contatti ohmici a bassa resistività sia su $n - GaN$ sia su $p - GaN$.

1.1 Struttura reticolare e proprietà elettroniche

A livello microscopico, il reticolo cristallino del nitruro di gallio e dei suoi composti si presenta in due strutture differenti: la *wurzite*, forma più utilizzata per la crescita di dispositivi optoelettronici, e la *zincoblenda*, generalmente utilizzata per gli altri semiconduttori composti del gruppo $III - V$ (figura 1.1). Il GaN è quindi differente sia dagli altri semiconduttori (ad es. silicio o germanio), che tendono a cristallizzare con la struttura tipica del diamante, sia dalle altre leghe $III - V$ (come $GaAs$ o GaP), che assumono prevalentemente la conformazione a zincoblenda. Sia nella wurzite sia nella zincoblenda il legame tra gli atomi è di tipo tetraedrico, per cui dal punto di vista cristallografico le due strutture hanno proprietà simili, ma, mentre la prima ha struttura a simmetria esagonale, la seconda presenta simmetria cubica. In altre parole possiamo pensare le due strutture, osservandole

lungo un asse chiamato asse c , come la compenetrazione di due reticoli ai vertici dei quali ci sono atomi dello stesso elemento (gallio o azoto): per la wurzite abbiamo reticoli esagonali, per la zincoblenda cubici.

Le celle elementari dei reticoli cristallini si possono caratterizzare mediante tre costanti a , b , c , e tre angoli (α , β , γ), che rappresentano rispettivamente le distanze interatomiche e gli angoli tra i legami. La zincoblenda presenta costanti reticolari uguali, $a = b = c$, e $\alpha = \beta = \gamma = 90^\circ$, mentre per la wurzite $a = b \neq c$, $\alpha = \beta = 90^\circ$ e $\gamma = 120^\circ$. Queste differenze si ripercuotono sulle caratteristiche elettriche del materiale, in quanto l'energia di bandgap E_g aumenta al diminuire delle costanti reticolari.

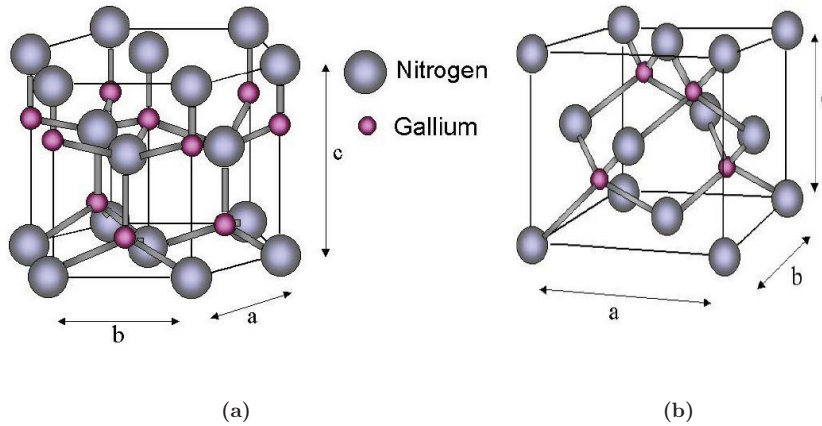


Figura 1.1: Reticolo cristallino con struttura (a) wurzite e (b) zincoblenda.

Il forte legame presente tra gli atomi di GaN limita la formazione di dislocazioni e difetti reticolari, che costituiscono la principale causa di degradazione degli altri semiconduttori dei gruppi $III - V$ e $II - VI$ quando attraversati da alte correnti; ciò rende il nitruro di gallio più stabile e quindi preferibile per applicazioni di potenza.

È importante notare che la molecola di GaN ha una natura polare: è noto che ogni qualvolta un cristallo presenti, a livello microscopico, una dissimmetria nella localizzazione della carica elettrica, si manifesta un momento di dipolo elettrico, al quale resta associata una polarizzazione (momento di dipolo elettrico per unità di volume) chiamata polarizzazione spontanea. Come vedremo questa caratteristica è fondamentale per il funzionamento dei dispositivi in GaN . Accanto alla polarizzazione spontanea, il nitruro di gallio sviluppa una polarizzazione aggiuntiva a seguito di stress di tipo meccanico agenti sulla sua struttura reticolare: questo fenomeno va sotto il nome di piezoelettricità.

Rispetto ad altri semiconduttori composti il GaN presenta numerosi vantaggi, di cui i più significativi sono le alte costanti piezoelettriche, l'elevata mobilità elettronica e la possibilità di raggiungere forti campi di breakdown. L'effetto piezoelettrico, generato dal forte mismatch reticolare tra substrato, GaN e le varie leghe che costituiscono le eterostrutture, risulta tre volte più elevato rispetto al $GaAs$. Ciò porta alla presenza di carica elettrica indotta e ad una polarizzazione;

questa polarizzazione piezoelettrica insieme a quella spontanea da origine a un gas elettronico bidimensionale (*2DEG*) ed è il principio fisico che sta alla base della formazione del canale conduttivo nei dispositivi HEMT basati sul nitruro di gallio. I portatori risultano così confinati in un canale lontano dalle impurezze che li hanno generati e quindi in una zona dove la mobilità è paragonabile a quella del *GaN* intrinseco. È possibile infine osservare che il *GaN* presenta un campo di breakdown di 3MV/cm contro gli appena 0.4MV/cm del *GaAs*. Nella Tabella 1.1 sono messe a confronto alcune proprietà del nitruro di gallio e di altri semiconduttori.

Proprietà	<i>Si</i>	<i>GaAs</i>	<i>InP</i>	<i>SiC</i>	<i>GaN</i>
Bandgap[eV]	1.1	1.42	1.35	3.26	3.49
Mobilità elettronica (a 300K) [$\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$]	1500	8500	5400	700	1000 ÷ 2000
Velocità di saturazione [10^7cm/s]	1	1.3	1	2	1.3
Campo di breakdown [MV/cm^2]	0.3	0.4	0.5	3	3
Conducibilità termica [$\text{W/cm} \cdot \text{K}$]	1.5	0.5	0.7	4.5	> 1.5
Costante dielettrica relativa [ϵ_r]	11.8	12.8	12.5	10	9

Tabella 1.1: Proprietà elettriche di alcuni semiconduttori. [3]

Le proprietà elettroniche dei materiali sono strettamente legate al valore delle costanti reticolari; più queste sono basse, più il valore dell'energy gap aumenta. La figura 1.2 fa vedere come sono legate le costanti reticolari di importanti semiconduttori e il valore dell' E_g . Come si discuterà in modo più approfondito tra poco, alti valori di energy gap portano ad un grosso vantaggio tecnologico sia di riduzione delle dimensioni dei dispositivi sia di capacità di tenuta ad alte potenze.

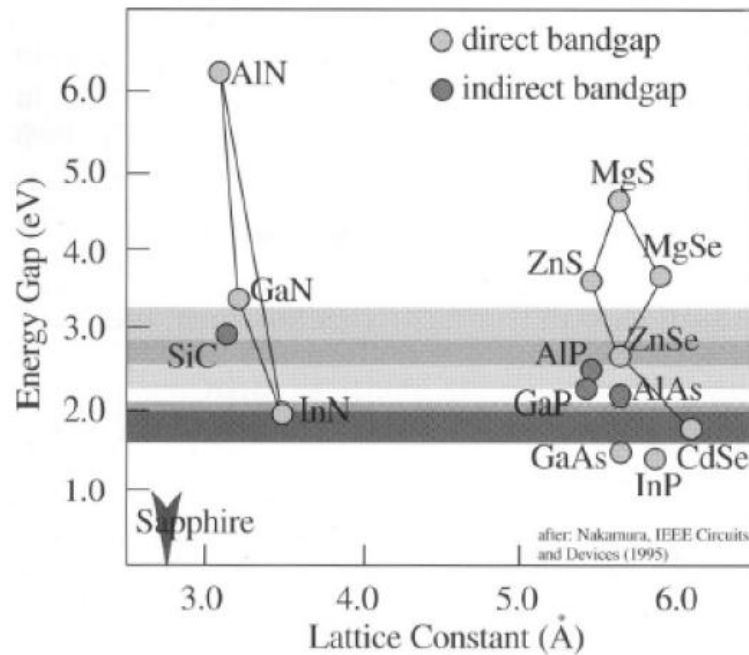


Figura 1.2: Legame tra E_g e costante reticolare.

1.2 Struttura a bande

La struttura a bande dipende dalla struttura reticolare e dall'orientazione di un semiconduttore ed è necessario fare una distinzione in relazione al tipo di semiconduttore. Ne esistono infatti due tipi: quelli a band-gap diretto, dove il momento del minimo della banda di conduzione coincide con il momento del massimo della banda di valenza, e quelli a bandgap indiretto, dove i momenti non coincidono mai. Il nitruro di gallio è a bandgap diretto, sia sotto forma di wurtzite che di zincoblenda, caratteristica che lo rende adatto alla fabbricazione di dispositivi optoelettronici. Infatti in figura 1.3 si può notare come nella valle Γ si abbia un minimo di energia per la banda di conduzione e un massimo per la banda di valenza, ad uno stesso valore di quantità di moto k . Una transizione fra banda di conduzione e di valenza comporta solo uno scambio di energia e non di quantità di moto, come avviene invece per i materiali a bandgap indiretto.

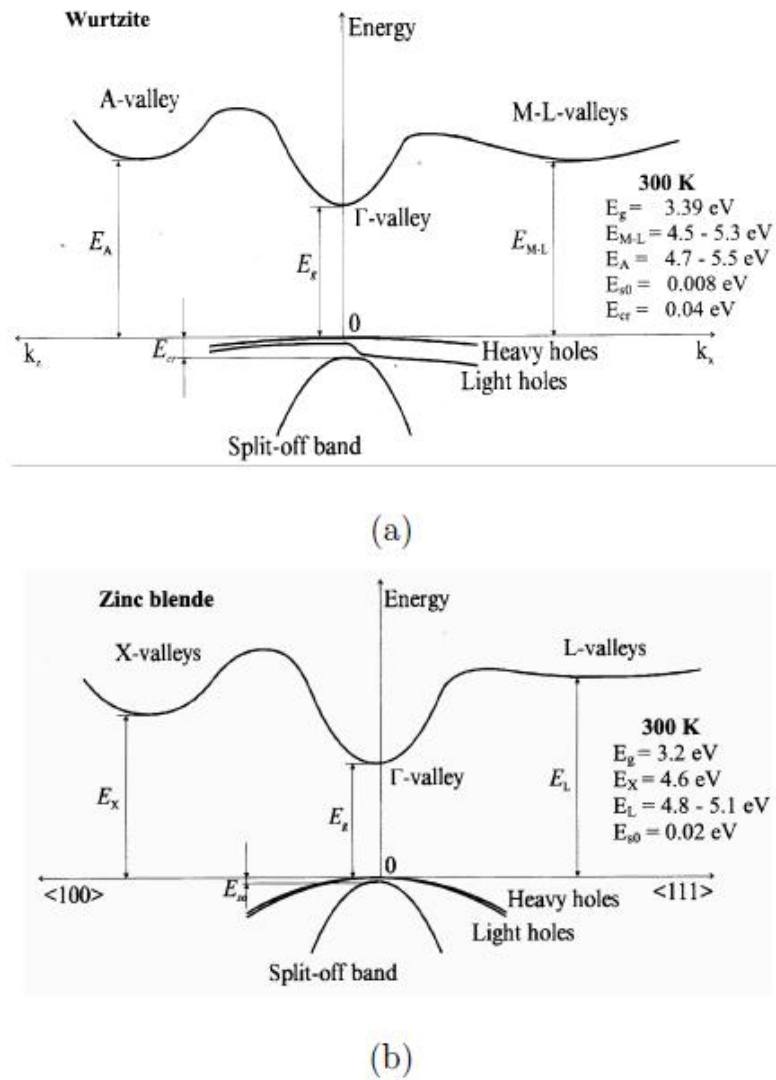


Figura 1.3: Struttura a bande del *GaN* in forma (a) wurtzite e (b) zincoblenda.

Caratteristica del *GaN* è quella di presentare una deformazione accentuata delle

banda di valenza in più livelli (*Heavy Holes*, *Light Holes* e banda di *Split-off*) a causa del forte campo elettrico dovuto alla sua struttura cristallina. Per questo motivo il *GaN* può essere considerato un materiale caratterizzato da una deformazione (*strain*) elettrica intrinseca e quindi meno sensibile a ulteriori forze deformanti. La transizione fondamentale è comunque quella tra il minimo della banda di conduzione e il massimo della banda di valenza (*valle* Γ).

Il *GaN* è un semiconduttore ad ampio energy gap; avere un alto E_g è un vantaggio di non poco conto. L'energia che il campo elettrico deve fornire ad un portatore di carica per innescare la ionizzazione da impatto è proporzionale a E_g ; questo implica che alti valori di E_g sono accompagnati da alti valori di campi critici di breakdown con la conseguente possibilità di diminuire le dimensioni dei dispositivi a parità di tensioni applicate; in particolare si può abbassare la distanza tra gate e drain: dimensione critica poichè è fra questi terminali che, in genere, si hanno le maggiori intensità di campo elettrico. Un basso E_g non comporta solo problemi di dimensionamento dei dispositivi: un'altra importante proprietà che il semiconduttore deve possedere quando è utilizzato in applicazioni di potenza è la capacità di lavorare correttamente a temperature elevate. Avere E_g basso comporta un aumento elevato della concentrazione intrinseca n_i al crescere della temperatura (più piccolo è l' E_g maggiore è la probabilità che avvenga una generazione termica di portatori). In più l' E_g stesso è funzione decrescente con la temperatura e questo rende il problema di generazione intrinseca ancora più critico; tutto questo sfocia nella necessità di sistemi di raffreddamento adeguati che impediscono il surriscaldamento del semiconduttore sopra certi livelli di temperatura.

Nella figura 1.4 è illustrato l'andamento della velocità di deriva degli elettroni nel *GaN*, questa inizialmente aumenta con il campo elettrico (raggiungendo un massimo di $3 \cdot 10^7 \text{ cm/s}$) per poi calare, il valore di campo elettrico al quale è raggiunto il massimo è diverso per la forma di wurtzite e zincoblenda. L'andamento descritto è dovuto al fatto che gli elettroni possono acquistare, per elevati valori di campo elettrico, energia sufficiente da passare alla valle superiore della banda di conduzione aumentando di conseguenza la loro massa efficace e risultando quindi più lenti. Infine nei due grafici di figura 1.5 e 1.6 è mostrata la dipendenza della mobilità e della velocità di deriva dalla temperatura per *GaN* drogato con $N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$.

1.3 Substrati

Un problema che il *GaN* ha sempre condiviso con gli altri semiconduttori del gruppo *III-V* è stato l'assenza di un substrato dello stesso materiale per la crescita della struttura cristallina. Ci si è concentrati allora sull'*eteroepitassia*, ossia la crescita di nitruro di gallio su un materiale estraneo. Per una tale crescita occorre però che le differenze tra costanti reticolari e coefficienti di espansione termica

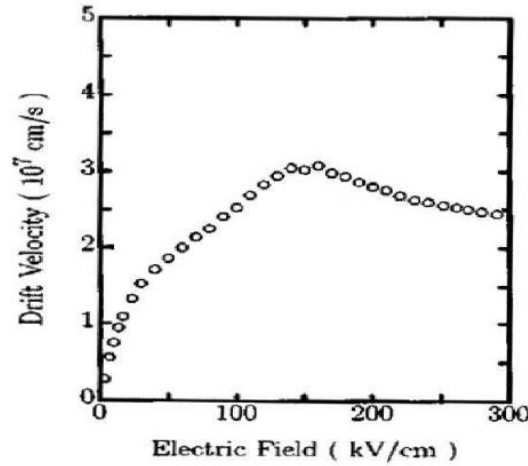


Figura 1.4: Velocità di deriva in funzione del campo elettrico. [4]

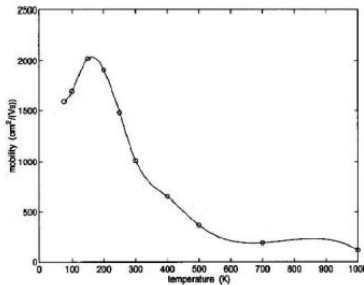


Figura 1.5: Mobilità in funzione della temperatura. [5]

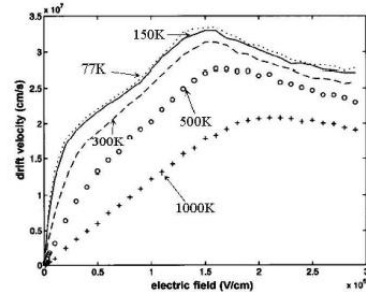


Figura 1.6: Velocità di deriva in funzione del campo elettrico per diverse temperature. [5]

siano minime, pena forti stress meccanici intrinseci del reticolo e un'alta densità di dislocazioni. Infatti questi difetti del reticolo variano in maniera rilevante le caratteristiche dei dispositivi andando a ridurre la mobilità dei portatori, aumentando il rumore e le perdite di gate e causando anche un breakdown prematuro. Benché siano state effettuate numerose prove utilizzando come possibili substrati silicio (Si), ossido di zinco (ZnO), ossido di magnesio (MgO) e composti come *SopSiC* (*Silicon on polySiC*) e *SiCopSiC* (*Silicon Carbide on polySiC*), i substrati di gran lunga più utilizzati sono lo zaffiro (Al_2O_3) e il carburo di silicio (SiC).

Negli ultimi anni si è riusciti a mettere a punto tecniche che permettono di ottenere spessi strati di GaN da utilizzare come substrato per la crescita di film *omoepitassiali*, aiutando così a superare gli inconvenienti dell'eteroepitassia [6]. Il substrato in GaN è infatti cinque volte più termicamente conduttivo dello zaffiro, è trasparente alle frequenze del visibile e dell'ultravioletto e possiede bassa resistività.

Zaffiro (Al_2O_3)

Sebbene il mismatch reticolare tra zaffiro e GaN -wurzite sia del 16% (figura 1.7) e quello termico del 39%, questo materiale è stato il primo e più utilizzato substrato

per la crescita di *GaN* [7]. Questo principalmente per il suo basso costo sul mercato, per la struttura cristallina a simmetria esagonale (come quella del *GaN*), per la sua facilità nel trattamento di pulizia superficiale prima della crescita e la sua stabilità ad alte temperature necessaria per i processi CVD [8]. Inoltre la tecnologia per ottenerlo è ormai piuttosto affinata.

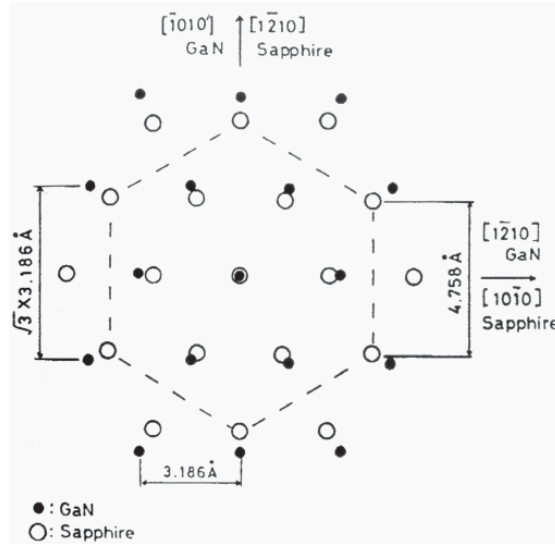


Figura 1.7: Diagramma schematico di *GaN* cresciuto sulla superficie (0001) dello zaffiro.

Il problema più grande è che a causa del mismatch termico i forti sbalzi di temperatura durante la fase di crescita provocano la formazione di moltissime dislocazioni e vacanze nel reticolo cristallino dello strato di *GaN* sovrastante che influenzano significativamente le caratteristiche dei dispositivi riducendo la mobilità dei portatori, aumentando il rumore e la corrente di leakage di gate e causando un breakdown prematuro del dispositivo. Per ovviare a ciò si utilizza un sottile strato buffer (500 Å) tra lo zaffiro e il *GaN*, in grado di rendere più graduale il cambiamento di costanti termiche. I primi risultati soddisfacenti si sono avuti con Akasaki nel 1986 il quale, introducendo uno strato buffer di *AlN* tra zaffiro e *GaN*, è riuscito ad abbassare di due ordini di grandezza la concentrazione di portatori liberi nel *GaN* e contemporaneamente incrementare di un fattore 10 la mobilità elettronica [9]. La crescita di *GaN* direttamente su zaffiro porta alla formazione di isole esagonali, mentre l'utilizzo dello strato buffer rende più veloce la crescita bidimensionale. Nonostante ciò Nakamura riesce nel 1991 a crescere del *GaN* di ottima qualità con uno strato buffer in *GaN*.

Lo zaffiro è inoltre un isolante elettrico ed è trasparente alle radiazioni luminose dall'ultravioletto alle microonde.

Carburo di Silicio (*SiC*)

Il *SiC* presenta mismatch reticolare (3,5%) e termico (3,2%) assai minori rispetto a quelli visti nello zaffiro, con conseguente riduzione della densità di dislocazioni

nel *GaN* sovrastante. È poi un materiale con alta conducibilità sia elettrica sia termica: la prima permette di ridurre le dimensioni del chip oltre che rendere più facile ed economico il processo di crescita; la seconda rende i dispositivi particolarmente adatti per applicazioni di potenza, dove si rende necessario dissipare elevate quantità di calore.

Infine il *SiC* possiede una naturale tendenza a spaccarsi lungo le facce $[2\bar{1}\bar{1}0]$ e $[0\bar{1}\bar{1}0]$, e può essere facilmente lappato, rendendo possibile la creazione di superficie di alta qualità adatte per le applicazioni laser.

Tutti questi vantaggi non vengono però gratuitamente: infatti il carburo di silicio è molto costoso e richiede alte temperature di crescita, rendendolo incompatibile con le tecniche MBE [10].

Parametri	Zaffiro (Al_2O_3)	Carburo di silicio ($6H - SiC$)
Simmetria	Esagonale	Esagonale
Costante reticolare $a = b$	4.758 Å	3.08 Å
Costante reticolare c	12.99 Å	15.12 Å
Densità	3.98 g/mm ³	3.21 g/mm ³
Punto di fusione	2050 °C	2850 °C
Calore specifico a 20°C	0.16 cal/g	0.16 cal/g
Capacità termica	16.32 cal/mol K	6.4 cal/mol K
Conducibilità termica	0.412 W/cm K	4.9 W/cm K
Coeff. di espansione termica		
a	$7.5 \times 10^{-6} K^{-1}$	$4.68 \times 10^{-6} K^{-1}$
c	$8.5 \times 10^{-6} K^{-1}$	$4.2 \times 10^{-6} K^{-1}$
Densità di difetti all'interfaccia	$10^8 - 10^{10} cm^{-2}$	$10^8 - 10^{10} cm^{-2}$

Tabella 1.2: Confronto delle caratteristiche di zaffiro e carburo di silicio.

La necessità di coniugare le prestazioni elevate del carburo di silicio con costi di produzione contenuti ha recentemente portato allo sviluppo di un nuovo tipo di substrato composito che fosse in grado di contenere il mismatch reticolare conservando le proprietà elettriche a un costo inferiore. Il substrato sviluppato per rispondere a queste esigenze è il *SiCopSiC*, l'utilizzo del *SiC* su carburo policristallino sembra essere un'ottima alternativa ai substrati classici, poichè combina i costi ridotti del carburo policristallino con le caratteristiche di dissipazione termica del *SiC*.

1.4 Tecnologie per la crescita del GaN

Tra i metodi più comunemente utilizzati per la crescita del *GaN*, ma in genere per qualunque eterostruttura usata nella costruzione dei dispositivi ad alta mobilità

ricordiamo:

- MBE (Molecular Beam Epitaxy);
- MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition);
- MEMOCVD (Migration Enhanced Metallorganic Chemical Vapor Deposition);
- HVPE (Hydride Vapor Phase Epitaxy);
- ELO (Epitaxial Lateral Overgrowth).

MBE(Molecular Beam Epitaxy)

L'epitassia da fasci molecolari è stata utilizzata intensamente per la crescita di nitruri, composti $II-VI$ e silicio. Inizialmente, nella crescita del nitruro di gallio non era possibile utilizzare N_2 come sorgente di azoto, a causa della sua elevata energia di legame; veniva invece usata ammoniaca (NH_3). In seguito vari ricercatori riuscirono nell'intento di utilizzare azoto biatomico, dissociandolo precedentemente mediante sorgenti al plasma (PMBE, *Plasma assisted MBE*). Questo processo può avvenire prima che l'azoto raggiunga il substrato, permettendo così di regolare la temperatura di crescita indipendentemente dalla rottura dei legami della molecola di N_2 . Nella camera di crescita vengono mantenute pressioni inferiori ai $10^{-10} torr$; il gallio viene ricavato tramite evaporazione termica, mentre l'azoto – come detto prima – viene ottenuto da NH_3 o da N_2 e successivamente introdotto nella camera. Le temperature variano da un minimo di $600^\circ C$ ad un massimo di $800^\circ C$, facilitando così l'introduzione nel GaN di elementi volatili quali indio e magnesio.

Il fatto che le temperature di crescita siano limitate riduce la generazione di difetti reticolari dovuti al mismatch termico tra il substrato e il film di GaN cresciuto su di esso. D'altro canto la crescita del GaN risulta piuttosto lenta ($50nm/h$), a causa delle basse temperature in gioco. Se si cercasse di aumentare la velocità di crescita, si genererebbero una superficie di scarsa qualità, una elevata concentrazione di portatori liberi o addirittura uno strato semi-isolante di GaN , a causa della generazione di livelli profondi compensanti. I vantaggi di questa tecnica, dunque si possono così riassumere:

- reazione molto semplice tra composti elementari;
- possibilità di monitorare costantemente la struttura superficiale durante la crescita;
- basso livello di drogaggio indesiderato, utilizzando un ambiente di ultra-vuoto nella camera di crescita;

- basse temperature di crescita;
- maggior possibilità di avere un buon controllo di strati ultrasottili.

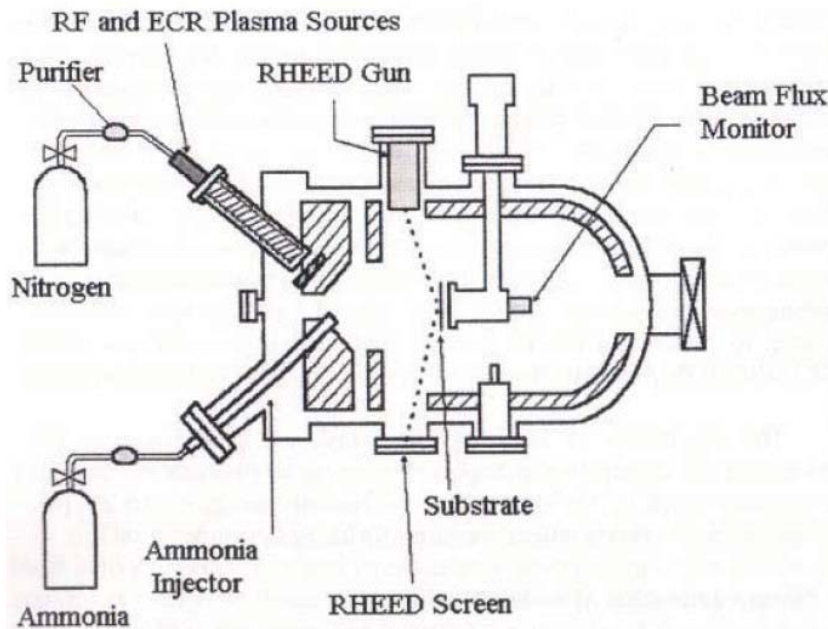


Figura 1.8: Schema di un reattore MBE per la crescita del nitruro di gallio.

La crescita eteroepitassiale di GaN direttamente su zaffiro o SiC mediante MBE, comunque, non riesce ad equiparare la qualità ottica ed elettrica ottenuta attraverso un altro processo di crescita, la *Metal-Organic Vapor Phase Epitaxy* (MOVPE). Ciononostante, utilizzando un primo strato di buffer accresciuto tramite quest'ultima, si possono avere dei buoni materiali anche attraverso MBE ([11]). Utilizzando poi un substrato in GaN la qualità dei film cresciuti con MBE supera quella dei film ottenuti con MOVPE.

Attualmente la MBE viene utilizzata per crescere più facilmente strati di $InGaN$ e strati di GaN drogato con magnesio, perchè, grazie alle limitate temperature in gioco, non sono necessari trattamenti di annealing post-crescita per riattivare gli accettori. Il fatto di poter utilizzare direttamente azoto anzichè ammoniaca, inoltre, evita di portare a contatto il magnesio, che funge da drogante, con l'idrogeno, che ne provocherebbe la passivazione.

MOCVD(Metal-Organic Chemical Vapor Deposition)

La MOCVD nasce nel 1990 e si fonda sulla reazione in fase di vapore tra alcali del *III* gruppo e idruri del *V* gruppo in zone ad alta temperatura; i prodotti della reazione si depositano sul substrato facendo crescere il film gradualmente, permettendo di mantenere le caratteristiche reticolari delle zone sottostanti. Per la produzione di nitruro di gallio vengono fatti combinare trimetilgallio ($Ga(CH_3)_3$) e ammoniaca (NH_3), usando azoto e idrogeno come carrier gas [12]; per la crescita

di nitrato di alluminio e di indio sono utilizzati rispettivamente trimetilalluminio ($Al(CH_3)_3$) e trimetilindio ($In(CH_3)_3$). Normalmente, per crescere GaN tramite MOCVD, il substrato è posto su un supporto di grafite rotante ed inizialmente viene scaldato a $1150^\circ C$; la temperatura è poi fatta scendere fino a $450^\circ C$ per la crescita di uno strato buffer a bassa temperatura, cui segue la crescita del GaN , che avviene a circa $1075^\circ C$.

Nakamura ha introdotto alcune modifiche alla MOCVD, ottenendo così una nuova tecnica, la *Two-Flow* MOCVD (TF-MOCVD). Il reattore su cui si basa questo metodo ed il suo principio di funzionamento sono schematizzati in figura 1.9.

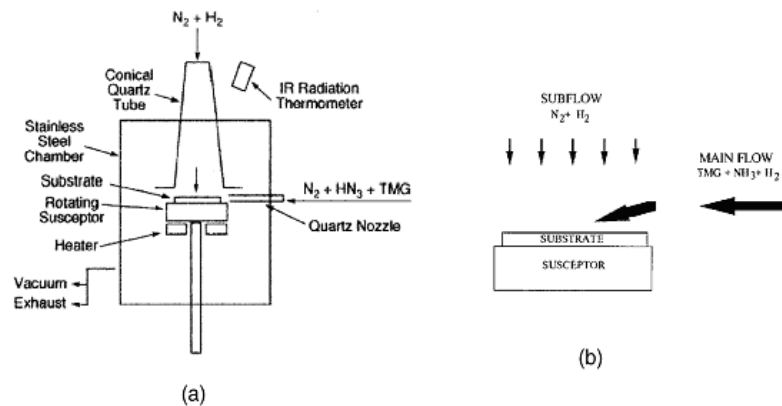


Figura 1.9: (a) Reattore usato da Nakamura per la TF-MOCVD
(b) Principio di funzionamento del doppio flusso.

In questo reattore vengono utilizzati due diversi flussi di gas. Il flusso principale, che porta il gas di reazione ($Ga(CH_3)_3 + NH_3 + H_2$), scorre parallelo al substrato a grande velocità. Il secondo flusso trasporta un gas inerte per la reazione di crescita del nitrato di gallio ($N_2 + H_2$), in direzione perpendicolare al substrato, con l'intento di cambiare la direzione del flusso principale, portando così i gas di reazione a contatto con il substrato in modo uniforme. Il reattore lavora con un punto di lavoro attorno ai $1050^\circ C$, ma la temperatura viene ridotta a $1000^\circ C$ per la crescita di nitrato di gallio, o a $550^\circ C$ per lo strato buffer di nitrato di alluminio o di indio.

La qualità della cristallizzazione del substrato dipende dalle condizioni in cui avviene, ma generalmente questa tecnica permette sia una crescita rapida sia una densità superficiale di dislocazioni accettabile ($10^8 - 10^9 cm^{-2}$). Tramite il procedimento MOCVD si riescono a realizzare con notevole precisione i diversi strati composti dalle varie leghe del GaN ; tuttavia l' $InGaN$, a causa dei fenomeni di segregazione dell'indio, presenta una composizione disomogenea anche per film sottili. Un difetto di questa tecnica è la presenza massiccia di idrogeno nella camera di reazione che tende a legarsi con gli atomi accettori di magnesio, passivando il drogante.

MEMOCVD(Migration Enhanced Metalorganic Chemical Vapor Deposition)

MEMOCVD è stata recentemente sviluppata da SETI (Sensor Electronic Technology Inc) [13]. E' una tecnica epitassiale per la crescita di film epitassiali $AlN/GaN/InN$ ed eterostrutture usata per ottenere un accurato controllo dello spessore delle aree sopra il substrato. Questa tecnica copre il divario tra la MBE e la MOCVD. Consente inoltre minori temperature rispetto MOCVD. Trimetilgallio ($TMGa$), trimetillalluminio ($TMAI$), trimetilindio ($TMIn$) e ammoniaca (NH_3) sono usati come reagenti per Ga , Al , In e N , rispettivamente. MEMOCVD è una versione moderna della Pulsed Atomic Layer Epitaxy (PALE), che deposita strati quaternari $Al_xIn_yGa_{1-x-y}N$ grazie alla ripetizione di celle cresciute con impulsi di reagenti quali Al , Ga , In e NH_3 . Mentre in PALE la durata di ogni impulso nella cella è fissata, la durata e la forma degli impulsi in MEMOCVD è ottimizzata, e gli impulsi possono sovrapporsi. MEMOCVD combina equamente un alto tasso di crescita per gli strati buffer con una riduzione della temperatura di crescita (meno di $150^\circ C$) e un aumento della qualità della zona attiva.

HVPE(Hydride Vapor Phase Epitaxy)

Questa tecnica, una delle prime ad essere usata per la crescita di GaN [14], prevede di usare ammoniaca come sorgente di azoto, mentre il gallio deriva dalla reazione di Ga metallico e acido cloridrico (HCl) gassoso a circa $850^\circ C$, dalla quale si ottiene ($GaCl$). La reazione avviene tipicamente in ambiente N_2 oppure H_2 :



Sebbene la velocità di crescita sia relativamente alta ($30-130\mu m/h$) gli strati ottenuti non hanno grande qualità reticolare; a causa di ciò questa tecnica è stata abbandonata negli anni '80.

Recentemente, però, è stata adottata per ottenere strati spessi di GaN da usare come substrato, crescendo il film su zaffiro che poi viene rimosso. Il GaN così prodotto viene utilizzato come base per una crescita omoepitassiale, ottenendo così negli strati superiori una bassissima densità di difetti e dislocazioni [15].

ELO(Epitaxial Lateral Overgrowth)

ELO è una tecnica basata sulla crescita del GaN su un substrato di GaN generalmente ottenuto con HVPE su un iniziale substrato di zaffiro. Lo zaffiro viene poi rimosso per mezzo di Laser-induced Lift Off (LLO), o attraverso una delaminazione termica dovuta allo strain termico dell'interfaccia. La crescita parte da un seme di GaN e procede lateralmente generando una struttura chiamata "ala". Parecchi semi di GaN sono presenti per cui due ali possono partire da due semi vicini e unirsi, come si mostrato in figura 1.10.

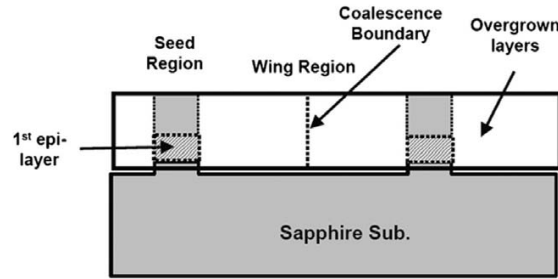


Figura 1.10: Illustrazione schematica di una sezione di *GaN* ELO.

La crescita di strati *GaN* ELO è stata trattata in [16]. Uno spesso strato di *GaN* viene cresciuto sul piano *c* di un substrato in zaffiro, dopo che l'ossido di silicio è stato depositato formando delle maschere a strisce nella direzione del *GaN*. La finestra di *GaN* viene rimossa attraverso RIE (Reactive Ion Etching) e la maschera di *SiO₂* viene anch'essa successivamente tolta. Il *GaN* viene allora ricresciuto lateralmente usando le strisce rettangolari di *GaN* come seme. Una sezione di materiale ELO viene mostrata in figura 1.11, si può notare che la crescita è evidente nei pressi delle sfaccettature inclinate.

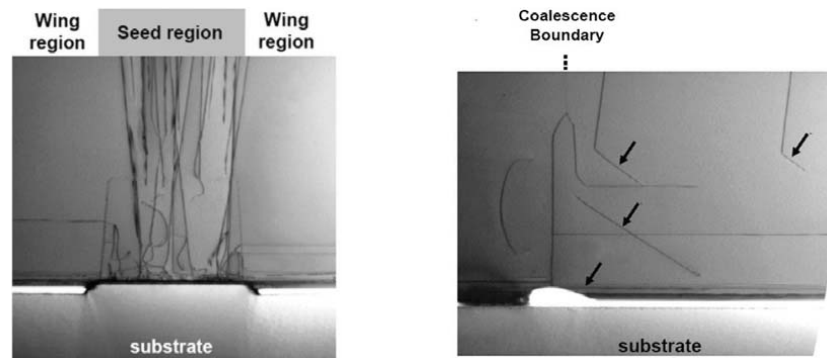


Figura 1.11: Sezione che mostra difetti e regioni di unione.

Come si vede in figura 1.11 difetti e dislocazioni sono presenti sia nella regione dei semi che in quella di unione, si nota che la maggior parte dei difetti parte dall'interfaccia *GaN*-zaffiro, e che tali difetti hanno una propagazione verticale.

1.5 Contatti ohmici su GaN

Ottenere buoni contatti ohmici su semiconduttori a bandgap largo come il *GaN* non è semplice: questo ha portato a ricercare sia contatti ohmici (usati nei contatti di source e drain), in cui il principale meccanismo di conduzione avviene per *tunneling*, sia contatti Schottky (usati nei contatti di gate).

Il contatto Schottky è un contatto rettificante che si forma con la deposizione di uno strato di metallo sopra la barriera di *AlGaN*: il metallo (avente un'elevata funzione lavoro Φ_m) è generalmente usato per creare un'alta barriera di giunzione e conseguentemente ridurre il più possibile la corrente di leakage attraverso il gate.

I metalli più usati a questo scopo sono Ni ($\Phi_m = 5.15eV$), Pl ($\Phi_m = 5.65eV$) e Pd ($\Phi_m = 5.12eV$). I contatti metallici non sono costituiti da un solo livello di metallizzazione: è previsto un ulteriore strato per migliorare la conducibilità (Al o Au); spesso uno strato di Ti è usato tra i due livelli di metallizzazione per incrementare la stabilità termica dei contatti [17].

I contatti ohmici nei $AlGaN/GaN$ HEMTs sono realizzati con Ti il quale presenta una bassa funzione lavoro ($\Phi_m = 4.3eV$). Come i contatti Schottky, anche quelli ohmici sono formati da una struttura multi-layer formata da differenti metalli usati per ridurre la resistenza di contatto; alcuni esempi di strutture usate nei contatti di source e drain sono: $Ti/Al/Ni/Au$, $Ti/Al/Ti/Au$, $Ti/Al/Nb/Au$.

In figura 1.12 è rappresentata la caratteristica $I - V$ della giunzione formata dal GaN con alcuni metalli. Più tale caratteristica è lineare e a pendenza elevata (che equivale a bassa resistività) migliore sarà il contatto ohmico.

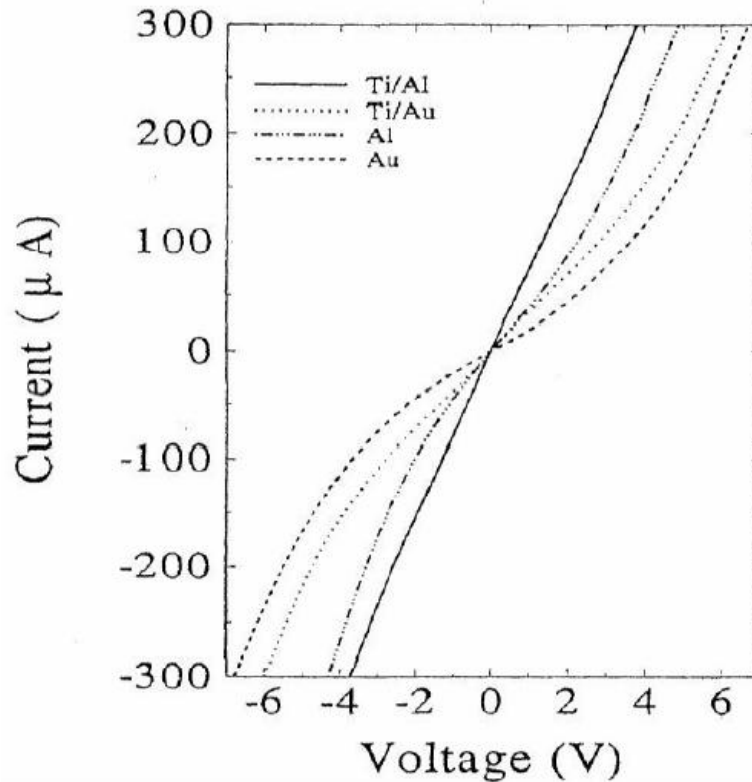


Figura 1.12: Caratteristica I-V della giunzione tra GaN e alcuni metalli usati per contattarlo.

Capitolo 2

HEMT

2.1 Introduzione: storia degli HEMT

Gli HEMT (High Electron Mobility Transistor) fecero la loro prima comparsa nel 1980 e furono inizialmente considerati come “curiosità da laboratorio”. La loro architettura era del tutto innovativa e richiedeva sofisticate tecniche di crescita dei materiali di cui erano composti. Si pensava perciò che sarebbero serviti tempi molto lunghi per poter produrre i primi campioni commercializzabili. Tuttavia, solo cinque anni dopo, il primo HEMT su arsenuro di gallio fu commercializzato come amplificatore low-noise per radio telescopi. A partire dal 1987 gli HEMT furono largamente utilizzati per ricevitori e trasmettitori satellitari e iniziò la loro produzione su larga scala che in breve tempo raggiunse le 100 milioni di unità per anno.

L’uso commerciale degli HEMT aumentò significativamente in Giappone e in Europa quando incominciarono a sostituire i MESFET su *GaAs*. Tuttavia, come spesso accade, questa particolare applicazione non era il piano originale per gli HEMT. La tecnologia per gli HEMT era ancora primordiale, aveva molti punti deboli soprattutto per i costi di fabbricazione. Le macchine MBE usate per crescere i wafer epitassiali degli HEMT erano costruite solo a scopo di ricerca, la loro produzione era estremamente bassa. Le comunicazioni satellitari a microonde furono un’applicazione di prova. Le straordinarie caratteristiche di basso rumore alla temperatura dell’azoto liquido resero possibile la costruzione di un amplificatore criogenico low-noise, che fu installato al radioosservatorio di Nobeyama (NRO) a Nagano, in Giappone. Dopo la scoperta di una nuova molecola interstellare all’NRO grazie a tempi d’osservazione lunghi più di 150 ore, gli HEMT furono installati con successo nei radio telescopi di tutto il mondo. In seguito gli HEMT vennero richiesti anche in altri campi applicativi, dove però erano necessari migliori prestazioni e minor costi. Furono così costruite macchine MBE in grado di realizzare produzioni di massa e fu sviluppata la tecnica di crescita ad alta produzione MOCVD (vedi par. 1.4). Fu inoltre proposta una struttura a *recessed-gate*, nella quale uno strato molto drogato atto a ridurre la resistenza parassita viene rimos-

so solo dalle regione di gate. Questa tecnica, che richiede un preciso controllo di *dry-etching* per ottenere caratteristiche uniformi nel dispositivo, fu un vero passo avanti per la produzione di massa degli HEMT.

Oggi giorno, poiché il mercato per cellulari, servizi di comunicazione personali e accesso a larga banda si stanno espandendo e la terza generazione di sistemi mobili sta diventando una realtà, gli amplificatori di potenza per radiofrequenza e microonde stanno focalizzando l'attenzione. La tecnologia degli HEMT basati su *GaN* eccelle grazie alle straordinarie caratteristiche del materiale esaltato dalla struttura del dispositivo. I *GaN* HEMT hanno dimostrato un ordine di grandezza in più di densità d'energia e alta efficienza sopra tutte le altre tecnologie esistenti.

2.2 Struttura del dispositivo

La struttura base di un HEMT è riportata in figura 2.1.

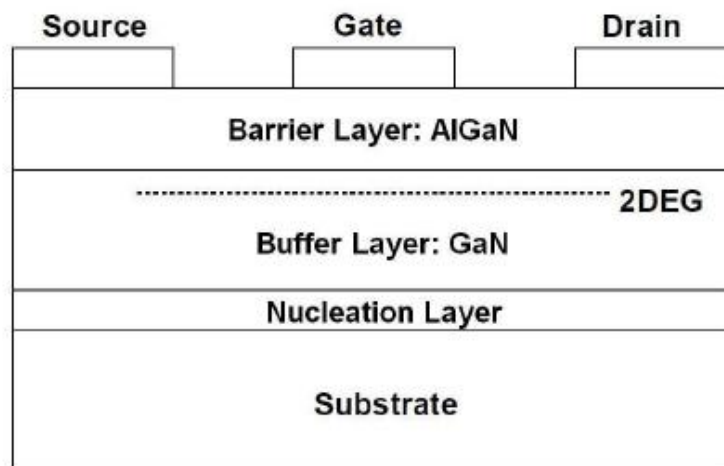


Figura 2.1: Struttura base di un *GaN* HEMT (non in scala).

In questa forma semplificata si ha un substrato che, come già visto nel paragrafo 1.3, è tipicamente in zaffiro o carburo di silicio, sul quale vengono fatti crescere tre strati:

- uno o più strati di *nucleation layer* solitamente di *GaN*, *AlGaIn* o *AlN*, al fine di ridurre il mismatch reticolare tra substrato e *GaN*;
- un sottile strato di *GaN* detto *buffer layer* (tipicamente di circa $2\mu m$);
- un altrettanto sottile strato di *AlGaIn* (circa $20nm$) che costituisce il *barrier layer* normalmente drogato con atomi donori;

In questo modo è stata realizzata un'eterostruttura sulla quale si basano gli HEMT. I due materiali che formano l'eterostruttura devono avere livelli di energy gap

diversi, costanti reticolari compatibili e la stessa orientazione cristallografica, per ridurre al minimo i difetti all'interfaccia. È inoltre necessario che la banda di conduzione dello strato barriera sia ad un livello energetico più alto della banda di conduzione del buffer.

Nei tradizionali HEMT e MESFET basati su *GaAs* viene a formarsi un canale conduttivo all'interfaccia tra i due materiali a causa del piegamento delle bande creato dal drogaggio dello strato barriera (vedi figura 2.2).

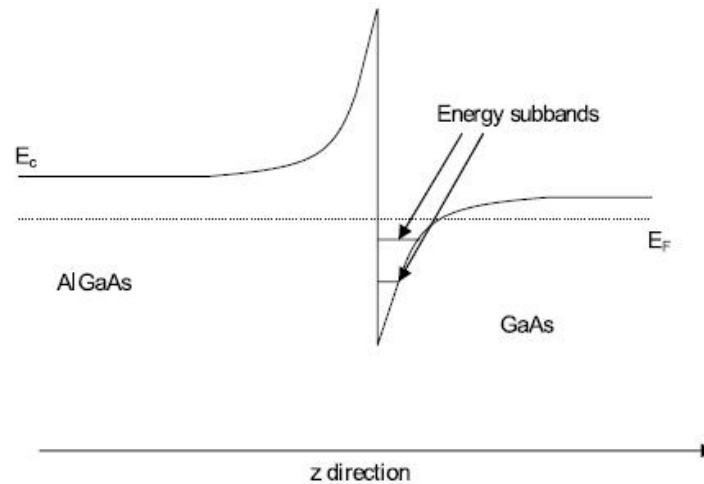


Figura 2.2: Diagramma a bande di una eterostruttura.

In questo modo i portatori, molto presenti nello strato barriera, scendono verso l'interfaccia e si trovano confinati all'interno della buca di potenziale creata dalle bande. In questa regione di pochi nanometri, detta buca quantica, gli elettroni formano un gas elettronico bidimensionale (2DEG). Nel 2DEG la mobilità elettronica risulta molto elevata, paragonabile a quella dei semiconduttori intrinseci, in quanto gli elettroni si trovano fisicamente separati dalle impurità che li hanno generati e quindi non risentono dello scattering coulombiano con queste. Tuttavia gli HEMT e MESFET basati su *GaAs* presentano un grosso limite: possiedono una tensione di rottura relativamente bassa e ogni tensione sopra la soglia critica può causare correnti non volute, ridurre l'isolamento o addirittura portare alla distruzione del dispositivo stesso. Per questo la tradizionale eterostruttura impiegata oggi è l'*AlGaN/GaN* che consente, grazie alle particolari proprietà del *GaN*, un'altissima concentrazione di portatori all'interfaccia anche senza drogaggio dello strato barriera.

2.3 *AlGaN/GaN HEMT*

Rispetto ai dispositivi già costruiti, basati su *GaAs*, il sistema con base *GaN* presenta un meccanismo di funzionamento significativamente diverso. Nell'eterostruttura *AlGaN/GaN* la situazione è simile a quanto detto ma ciò non basta per spiegare la formazione del 2DEG; bisogna tenere conto, infatti, anche degli effetti

di polarizzazione spontanea e piezoelettrica del materiale in assenza dei quali non si avrebbe formazione del canale conduttivo [3].

Entrambi i cristalli, GaN e $AlGaN$, presentano polarizzazioni spontanee (P_{sp}) dovute alla natura polare dei legami del reticolo. Questo effetto è più marcato nell' $AlGaN$ a causa dell'alluminio presente nella lega. Per la sua struttura reticolare, il cristallo di GaN può avere due tipi di superfici, una formata da atomi di gallio (Ga -face) e una da atomi di azoto (N -face). Come si vede in figura 2.3, se la superficie è del tipo Ga -face il vettore polarizzazione punta fuori dalla superficie verso il substrato, viceversa per il caso di N -face. Quasi tutte le tecniche MOCVD creano nitruri con superficie Ga -face. I cristalli cresciuti con MBE sono invece di tipo N -face, anche se la polarità può essere invertita facendo crescere uno strato buffer di AlN prima dell'epitassia MBE.

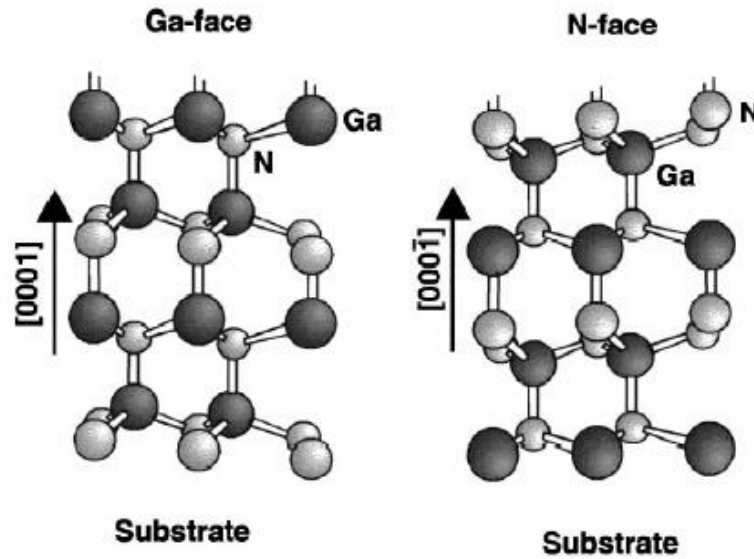


Figura 2.3: Polarità Ga e N del cristallo di GaN nella forma wurtzite.

Esiste anche una seconda componente di polarizzazione che va ad aggiungersi a quella spontanea, detta polarizzazione piezoelettrica, dovuta a stress di tensione meccanica causato dalle differenze reticolari di GaN e $AlGaN$. Viene dunque a crearsi un vettore di polarizzazione piezoelettrica (P_{pz}) che allineato alla polarizzazione spontanea nel caso di stress tensile, risulta invece opposto in caso di stress compressivo. Queste due polarizzazioni giocano un ruolo fondamentale negli HEMT in GaN perchè esse sono significativamente maggiori rispetto alle strutture con altri tipi di semiconduttori. Solo infatti la presenza di entrambi gli effetti di polarizzazione porta alla formazione di una significativa buca di potenziale come si può vedere dall'andamento dell'estremo inferiore della banda di conduzione in corrispondenza dell'interfaccia $AlGaN/GaN$ in figura 2.4.

Come già detto in precedenza il GaN presenta P_{sp} con orientamento differente in base alla faccia esposta; è opportuno quindi esaminare i vari casi di allineamento dei vettori di polarizzazione al fine di valutare quale sia la situazione ottimale

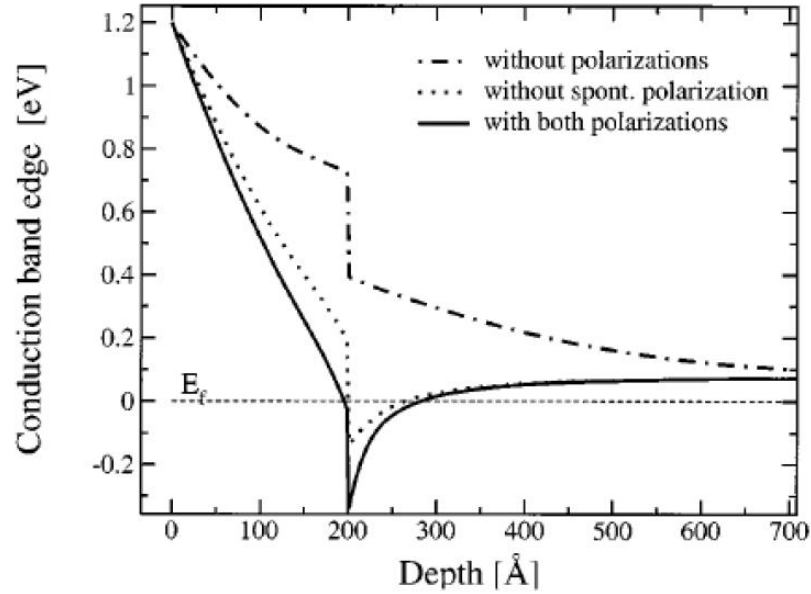


Figura 2.4: Influenza degli effetti di polarizzazione sull'andamento della banda di conduzione in eterostruttura *AlGaN/GaN*.

per la creazione del 2DEG. Cerchiamo di capire innanzitutto la differenza tra i due tipi di stress, quello compressivo e quello tensivo. Nello stress compressivo il materiale depositato ha un parametro reticolare maggiore del substrato ed è costretto quindi a comprimersi, nello stress tensivo invece il materiale depositato ha parametro reticolare minore e subisce una specie di dilatazione. Questo concetto serve per capire quanto segue; nel caso *Ga-face* la situazione ottimale si ottiene depositando *AlGaN* su *GaN* (questo porta a sforzo tensile a causa delle minori dimensioni del reticolo dell'*AlGaN*) in quanto i vettori P_{sp} e P_{pz} risultano allineati. Nel caso *N-face* si sarebbe indotti a considerare caso ottimale quello che crea uno sforzo compressivo, ovvero *GaN* su *AlGaN*, ma in questa situazione i due vettori sono rivolti in verso opposto e perciò la carica totale attirata è significativamente ridotta. La condizione di sforzo tensile, però, crea l'allineamento dei vettori che consentirebbe il richiamo di carica sull'interfaccia superiore in presenza di un ulteriore strato *GaN* depositato sopra l'*AlGaN*. L'effetto di avere entrambe le polarizzazioni allineate è quello di un maggiore piegamento delle bande tanto da avere formazione del 2DEG (con densità di portatori dell'ordine dei 10^{13}cm^{-2}) senza necessità di drogare lo strato barriera.

La polarizzazione spiega come si accumula carica all'interfaccia tra i due materiali, ma non quale sia l'origine della carica del canale conduttivo. Si ritiene che la fonte degli elettroni che vanno a formare il 2DEG siano gli stati trappola superficiali [18] e non gli stati donori profondi, che creerebbero una concentrazione di carica positiva in qualche posizione. In particolare la densità di carica nel 2DEG dipende dallo spessore dello strato barriera (*AlGaN*) come si vede in figura 2.5(c). Gli stati superficiali non cedono elettroni finché lo spessore dell'*AlGaN* non rag-

giunge un livello tale da portare i donori superficiali al di sopra del livello di Fermi (figura 2.5(a) e (b)).

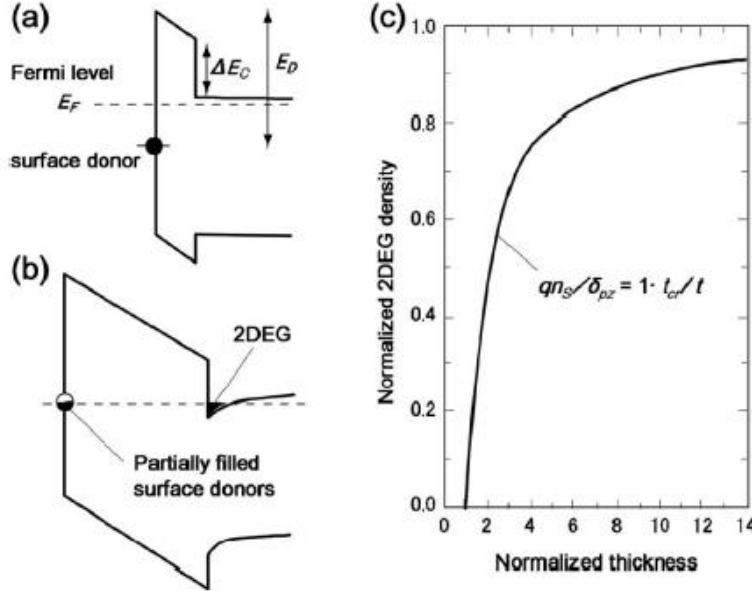


Figura 2.5: Modello dei donori superficiali con spessore di $AlGaIn$ intrinseco minore (a) e maggiore (b) dello spessore critico di barriera; (c) densità calcolata nel 2DEG in funzione dello spessore di barriera. [18]

Una volta raggiunto lo spessore critico la densità di carica del 2DEG non aumenta indefinitamente all'aumentare dello spessore dello strato barriera, anzi tende a scendere una volta raggiunto un certo spessore, infatti, come si può vedere dalle misure riportate in figura 2.6, dopo tale valore incorre un calo della densità e della mobilità causato da altri processi, come il rilassamento da stress meccanico.

Un'ultima considerazione deve essere fatta sulla concentrazione di Al nella lega $Al_xGa_{1-x}N$; la densità della carica nel canale indotto, infatti, risulta fortemente dipendente da questa concentrazione di alluminio; tale fattore diviene pertanto un importante parametro di controllo sulla conducibilità di canale, e in definitiva sulla massima corrente che il dispositivo può erogare [19]. Intuitivamente tale dipendenza si può spiegare con una considerazione di questo tipo: una variazione nella concentrazione di alluminio comporta una variazione del mismatch reticolare fra lo strato di GaN e quello di $AlGaIn$; di conseguenza viene alterata l'intensità degli stress meccanici che i due strati esercitano l'uno sull'altro e dunque l'entità dell'effetto piezoelettrico responsabile dell'induzione della carica di canale. In figura 2.7 il profilo di densità di carica nel 2DEG è calcolata per varie concentrazioni x dell'alluminio nell' $AlGaIn$: come preannunciato la dipendenza della conducibilità di canale da x è molto intensa.

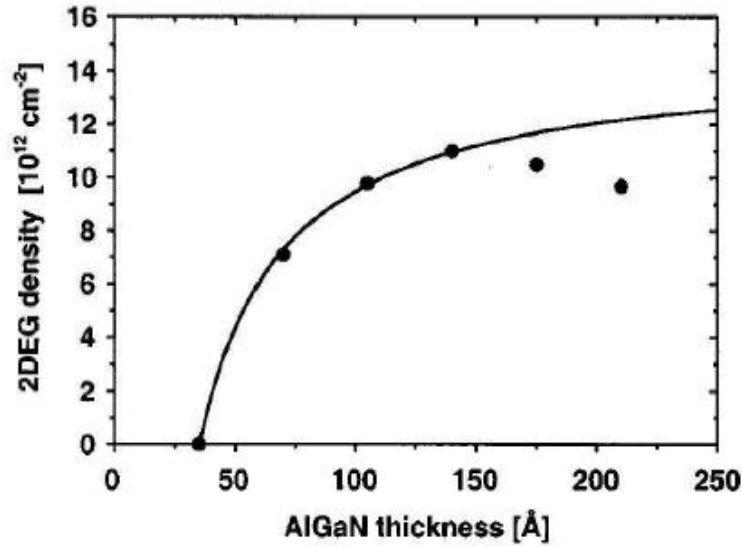


Figura 2.6: Densità del 2DEG a temperatura ambiente in funzione dello spessore di barriera. [18]

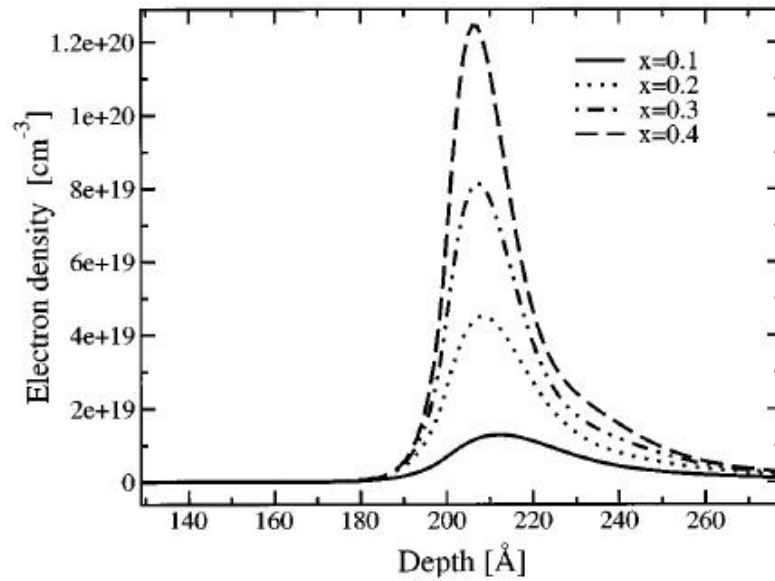


Figura 2.7: Densità elettronica di canale per diversi valori della concentrazione x di alluminio nello strato di AlGaN .

2.4 Problemi di affidabilità

Nonostante lo sviluppo tecnologico degli ultimi anni abbia portato a costruire dispositivi GaN HEMT con elevate prestazioni di potenza alle microonde, significative migliorie devono essere ancora attuate al fine di rendere applicabili queste tecnologie. È noto che nei dispositivi elettronici basati su semiconduttori i materiali usati possono avere difetti reticolari dovuti a vacanze di atomi, alla presenza di elementi indesiderati e al mismatch reticolare tra strati diversi. I difetti formano dei livelli trappola all'interno dell' E_g nel diagramma a bande del dispositivo. Questi livelli

possono deteriorare le prestazioni elettroniche sia limitando la corrente massima raggiungibile sia limitando la frequenza di lavoro a cui si può arrivare. Le trappole infatti creano dei livelli intermedi tra la banda di conduzione e la banda di valenza e possono fornire delle vie di ricombinazione dei portatori deteriorando il funzionamento voluto. Sono stati riconosciuti una moltitudine di effetti da intrappolamento di carica, tra cui la dispersione della transconduttanza in frequenza, il collasso di corrente nelle caratteristiche DC dopo uno stress di polarizzazione, i transienti nel gate-lag e nel drain-lag, la fotosensibilità e quindi la diminuzione della potenza di uscita alle microonde. L'attività di ricerca è stata significativa, diretta a comprendere, e quindi eliminare, questi effetti parassiti. Il problema è che non c'è ancora un accordo sulla natura delle trappole e le prestazioni dei dispositivi sono piuttosto variabili, in relazione alla qualità dei materiali, alla struttura dei layer e alle tecniche di crescita. Molti studi sul trapping nel *GaN* si sono ricondotti a quelli fatti in passato per la tecnologia *GaAs* [20], viste le analogie.

2.4.1 Trappole

Negli *AlGaN/GaN* HEMT le trappole si possono trovare all'interfaccia superficiale, nello strato barriera *AlGaN*, all'interfaccia *AlGaN/GaN* e nello strato buffer (figura 2.8). Ogni tipologia ha effetti diversi sul funzionamento del dispositivo e di conseguenza anche il loro studio cambia in base al tipo di intrappolamento che si vuole osservare. Va precisato che non è immediato associare fenomeni fisici osservabili al tipo di intrappolamento e questo è tuttora in fase di indagine il che porta a focalizzarsi sulle trappole superficiali e sul buffer. Binari et al. [20] ha valutato che misure di *drain-lag* sono associate a trappole presenti negli strati di buffer e di substrato mentre misure di *gate-lag* sono associate agli stati superficiali.

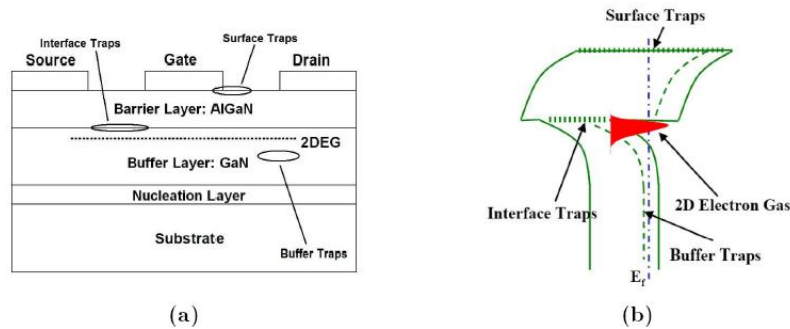


Figura 2.8: Posizione delle trappole in un HEMT a livello (a) fisico e (b) di diagramma a bande.

2.4.2 Buffer trapping - Effetto kink

Con *effetto kink* si intende la riduzione della corrente di drain misurata in DC, dopo l'applicazione di forti stress di polarizzazione, cioè con tensioni drain-source

molto elevate [21]. Questo fenomeno per un HEMT $AlGaN/GaN$ è stato reso noto per la prima volta nel 1994 da Khan et al. [22]. La figura 2.9, chiarisce il concetto di *kink*: sono rappresentate le caratteristiche di uscita I_D vs V_{DS} , per un dato dispositivo, in due diverse condizioni di polarizzazione massima. Nella misura graficata con le linee tratteggiate la V_{DS} massima applicata è $10V$, mentre quella rappresenta con linee continue la V_{DS} è portata fino a $20V$. Confrontando le due caratteristiche si vede una riduzione della corrente per valori di V_{DS} inferiori agli $8V$, infatti in questa zona le linee continue sono deformate e rimangono sotto rispetto alle corrispondenti tratteggiate, evidenziando un legame tra *effetto kink* e stress di polarizzazione.

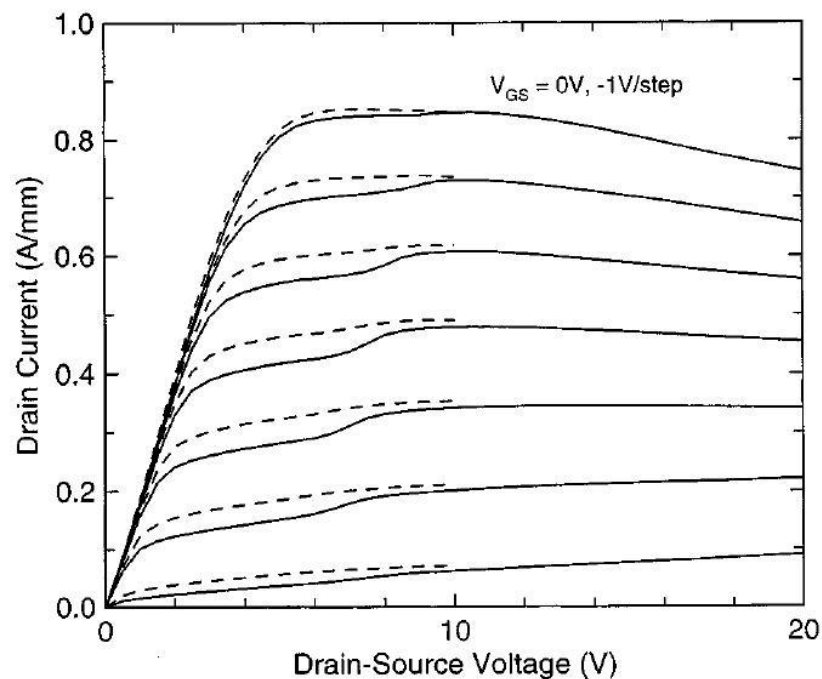


Figura 2.9: Caratteristica di uscita di un $AlGaN/GaN$ HEMT. Le linee tratteggiate si riferiscono ad una misura con V_{DS} massima pari a $10V$, mentre le linee continue, dove si vede bene il *kink*, si riferiscono ad una misura con V_{DS} massima di $20V$. [21]

Il *kink* va attribuito al trapping degli elettroni caldi che vengono iniettati nello strato di $AlGaN$ nella zona del gate vicina al drain o anche nel buffer. Portando il dispositivo ad una tensione drain-source elevata è possibile attivare un certo numero di trappole nel buffer e, a causa di ciò, ad una misura successiva il numero di elettroni liberi nel canale sarà ridotto, diminuendo il valore della corrente, finché non si raggiunge una tensione sufficiente da liberare gli elettroni intrappolati. La corrente di drain può essere ristabilita mediante una fonte di luce, con energia luminosa prossima al bandgap del GaN , e i tempi impiegati per questo processo sono una fonte di informazione sulla natura delle trappole. Ci possono essere diverse trappole, cosicché la dipendenza temporale può avere più di una componente. La risposta temporale del recovery effettuato con emissione termica è collegata forte-

mente al *kink* e dispositivi che esibiscono drain-lag minimo sono soggetti a cali di corrente minimi [21].

Ad ogni modo, gli effetti possono essere ridotti attuando migliorie nei materiali, passivazione, pretrattamento superficiale e ottimizzazione della geometria o drogaggio del canale. Vengono in tal modo ridotti i campi elettrici massimi nella regione di canale tra gate e drain in modo da minimizzare gli effetti degli elettroni caldi. In particolare la tecnica della passivazione consiste nella deposizione di un film isolante (tipicamente nitrato di silicio (Si_3N_4)) realizzando così una quasi ottima interfaccia dielettrico-semiconduttore, che meglio neutralizza la carica superficiale data da legami pendenti, difetti superficiali e cariche residue. La passivazione dà buoni risultati nella diminuzione della dispersione in frequenza (fenomeno di *gate virtuale* che vedremo più avanti), invece non modifica l'effetto di *kink*, evidentemente perché questo è dovuto alla presenza di trappole nel buffer e non superficiali, viceversa, infatti, con l'impiego di strati buffer ad alta conducibilità si ha la riduzione di questo fenomeno. In figura 2.10 si vede come l'impiego della passivazione aumenti il valore della corrente, ma l'effetto di degradamento della corrente non viene eliminato. La figura 2.11 mostra la differenza, con una misura di drain-lag, tra un dispositivo (A) con buffer ad alta resistività ed uno (B) conduttivo. Il recovery della corrente di drain è molto più veloce nella curva (B). Una spiegazione plausibile [18] è basata sul processo di crescita del *GaN*: si può pensare che crescere il buffer ad alta resistività crei un numero considerevole di trappole, in modo tale da compensare i donori superficiali e produrre un materiale isolante, mentre nei materiali conduttivi ci sono meno trappole ed esse sono occupate da elettroni provenienti dai donori superficiali: ciò riduce il fenomeno *kink*.

2.4.3 Trapping superficiale - Gate virtuale

La dispersione in frequenza è uno dei fenomeni che affligge maggiormente le prestazioni dei *GaN* HEMT. Quando il dispositivo opera ai grandi segnali, la corrente di drain raggiunge valori più piccoli di quelli ottenibili in continua [23] e la tensione di ginocchio aumenta: questi effetti producono un degrado delle prestazioni, in termini di potenza, alle microonde e alle radio frequenze [24] [25]. È stato dimostrato [26] che la compressione della corrente alle alte frequenze è dovuta a fenomeni di intrappolamento di carica localizzati nello strato barriera *AlGaN* e nello strato superficiale, mentre in questo caso sono trascurabili gli effetti dell'intrappolamento di elettroni caldi nel buffer, responsabili invece del *kink* analizzato nel paragrafo precedente. La spiegazione che viene teorizzata è questa: in condizioni di normale funzionamento del dispositivo, quindi con il canale formato, gli stati superficiali sono carichi positivamente (donori ionizzati) e cedono il loro elettrone. La loro carica può essere neutralizzata se sono presenti elettroni sulla superficie esterna: a causa di ciò il canale viene svuotato di elettroni e viene estesa la regione di

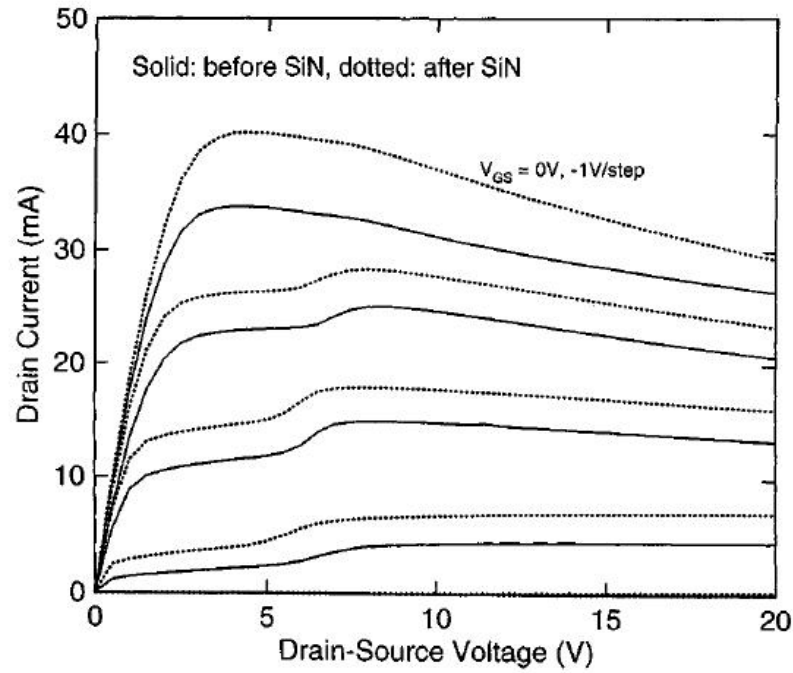


Figura 2.10: Caratteristica DC della corrente di drain prima, linee continue, e dopo, linee tratteggiate, la passivazione con *SiN*. [21]

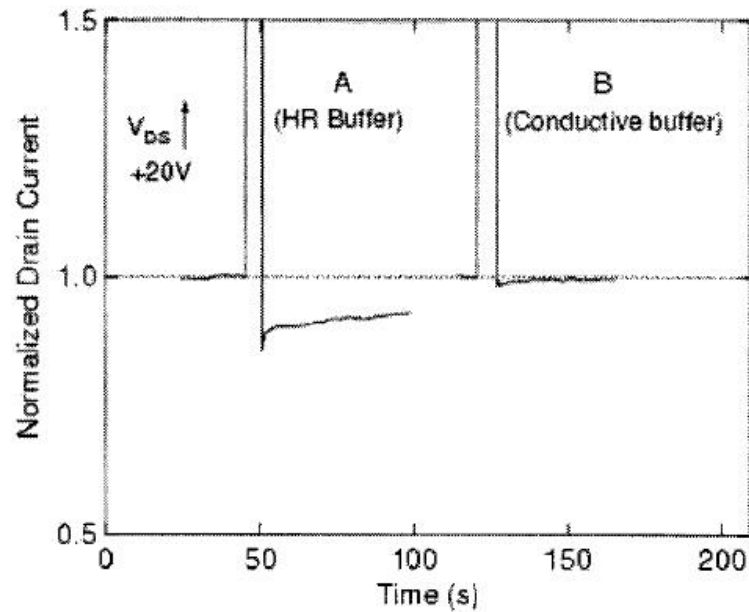


Figura 2.11: Misura di drain-lag per dispositivi con buffer altamente resistivo (A) o con buffer conduttivo (B). La corrente di drain è normalizzata al suo valore per basse tensioni ($V_{DS} = 10 - 100mV$). [20]

svuotamento. Infatti in condizioni di canale chiuso, mediante tunneling dal gate polarizzato negativamente, gli elettroni tendono ad andare a compensare tale carica positiva. A questo punto, a causa delle lunghe costanti di tempo delle trappole, i livelli superficiali non riescono a tornare istantaneamente nelle condizioni iniziali, causando un accumulo di carica negativa che mantiene spento parte del canale.

Si ha quindi una riduzione della corrente di drain rispetto al caso stazionario di polarizzazione DC. Il fenomeno può essere modellato da un secondo gate polarizzato negativamente, in serie al gate reale [25], come mostrato in figura 2.12 e in figura 2.13. Si può assumere che il potenziale del gate metallico V_G sia controllato dalla tensione applicata, mentre il potenziale V_{VG} del secondo gate sia controllato dal livello di carica intrappolata nella regione di accesso gate-drain. In letteratura si parla di “*gate virtuale*” per riferirsi a questo secondo gate. Basandoci su questa teoria, la corrente di drain è controllata, oltre che dalla polarizzazione di gate, dai meccanismi che forniscono e rimuovono carica dal gate virtuale.

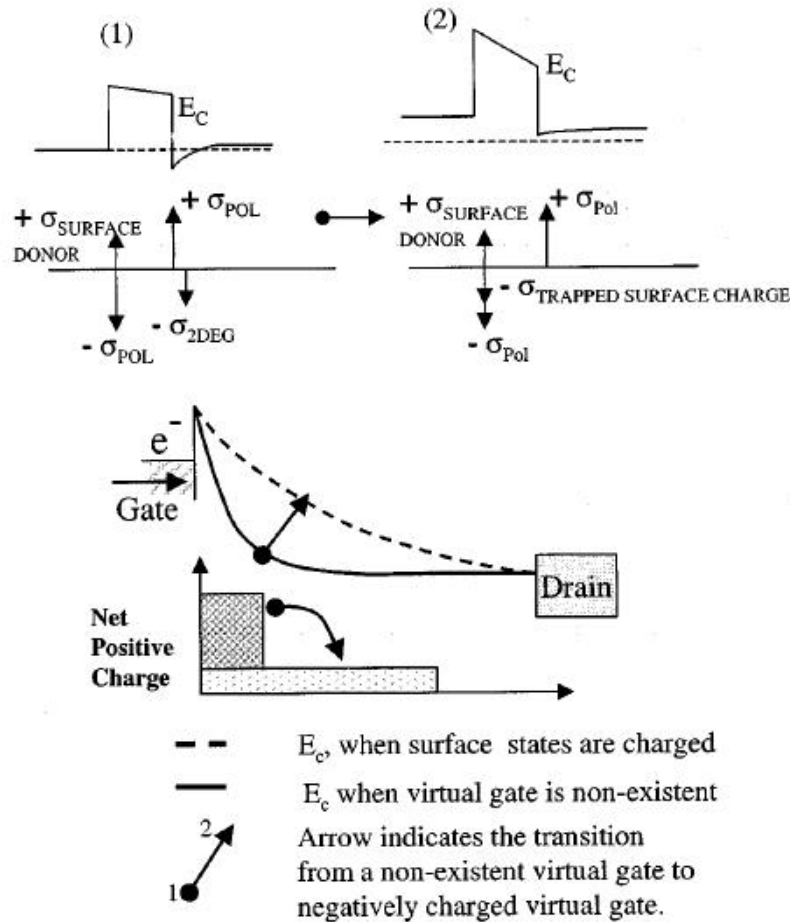


Figura 2.12: Diagramma a bande di un'eterostruttura $AlGaN/GaN$ che illustra la transizione tra una situazione in cui non è presente il gate virtuale ad una in cui è caricato negativamente. La carica negativa superficiale riduce la densità effettiva dei donori portando ad un'estensione della regione di svuotamento. [25]

Per riportare la corrente a valori normali è necessario ristabilire la carica positiva sulla superficie, ciò può essere ottenuto polarizzando direttamente il gate reale rispetto a source e drain, oppure utilizzando una fonte di luce. In quest'ultimo metodo i fotoni, che devono avere energia superiore all'energy gap del GaN , creano coppie elettroni lacune nello strato buffer. Le lacune vengono spinte verso la

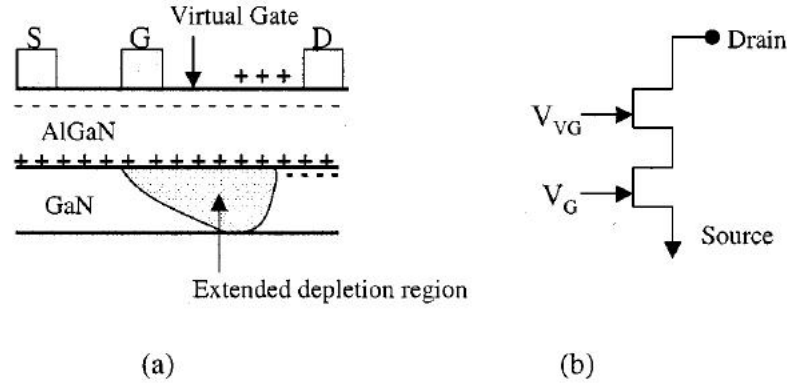


Figura 2.13: Modello del dispositivo che mostra la posizione del gate virtuale (a) e una rappresentazione schematica (b) del dispositivo che include il gate virtuale. [25]

superficie dal campo elettrico presente nell'*AlGaN*, polarizzando direttamente la superficie ed eliminando il gate virtuale (figura 2.14).

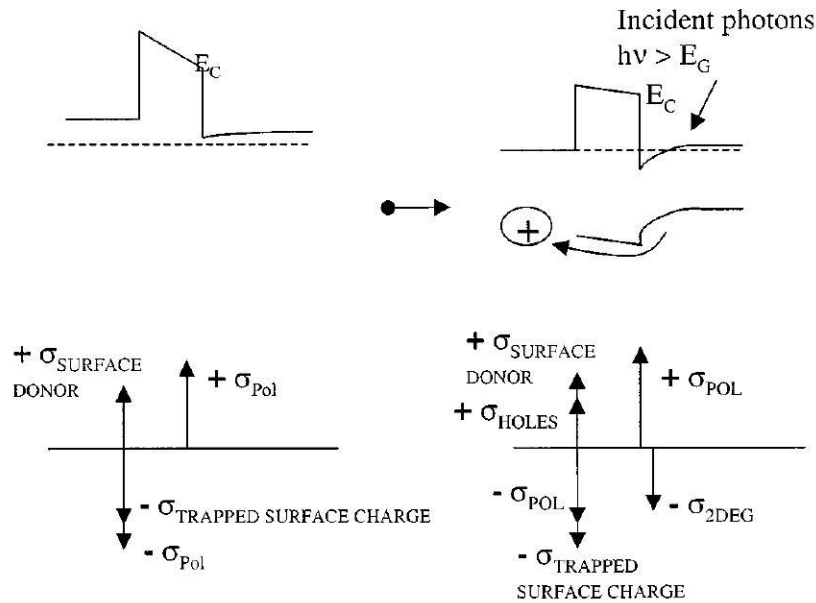


Figura 2.14: Effetto dei fotoni con energia superiore all'energy gap del *GaN* sul gate virtuale.

Un metodo per ridurre i problemi di dispersione in frequenza, oltre a quello già visto della passivazione, è l'uso del *field plate*. Questo sistema consiste nella realizzazione di un gate a forma di *T* o Γ che copre parzialmente la zona gate-drain. In questo modo viene ridistribuito il campo elettrico tra gate e drain, limitando gli effetti delle trappole superficiali; è infatti proprio il campo elettrico la principale causa di migrazione delle cariche dal gate alle trappole. Il *field plate* permette di limitare il picco del campo e di ridistribuirlo, con entità minore, per tutta la lunghezza della sovrapposizione gate-drain. Un terzo metodo che consente di limitare gli effetti superficiali è il *gate recess*, una tecnica che consiste nello spostare lo

strato barriera più in profondità sormontato da altri strati in $AlGaN$ o GaN che, allontanando la superficie dal canale, permette di limitare gli effetti di dispersione anche in assenza di passivazione superficiale.

2.5 Meccanismi di degrado

È molto importante cercare di capire quali siano i principali meccanismi che sono alla base della degradazione di un transistor; questo infatti permette a chi costruisce i dispositivi di muoversi verso una direzione invece che in un'altra per ottenere dispositivi sempre più robusti e quindi più affidabili. Gli effetti correlati alla presenza di portatori “caldi”, in particolare, sono di grande interesse principalmente per due motivi: la richiesta di tensioni di breakdown alte, che limitano le massime tensioni operative dei dispositivi e la necessità di conoscere i problemi di affidabilità dovuti alla presenza di portatori caldi, che possono portare a degradazioni parametriche o a fenomeni di burnout [27]. In molti casi, tuttavia, non è possibile riconoscere la causa dell'invecchiamento dei dispositivi nella degradazione da elettroni caldi, almeno se si considerano solo gli elettroni del canale. In particolare sono stati riscontrati dei cambiamenti significativi nei parametri elettrici dei dispositivi e un aumento degli effetti di transitorio dopo test accelerati in assenza di corrente nel canale. Allora sono stati proposti altri possibili meccanismi di degradazione, dovuti unicamente al campo elettrico, che portano anch'essi alla generazione di trappole e all'intrappolamento di cariche con il conseguente calo della corrente di saturazione, della transconduttanza e l'aumento della resistenza serie, tale meccanismo prende il nome di *effetto piezoelettrico inverso*.

2.5.1 Degradazione da elettroni caldi

Le geometrie submicrometriche che hanno raggiunto gli attuali HEMT, unite alle alte tensioni di drain-source a cui essi operano, hanno portato a valori di campo elettrico lungo il canale estremamente elevati in grado di portare gli elettroni in questa regione ad alti livelli di energia. Nel corso degli anni, misure specifiche di elettroluminescenza sono state sviluppate e applicate per la caratterizzazione sperimentale dei fenomeni di *hot-carrier* negli HEMT. In particolare in un generico HEMT su $GaAs$ polarizzato ad alte tensioni drain-source, gli elettroni nel canale accelerati dall'elevato campo elettrico possono raggiungere energie sufficienti per generare coppie elettrone-lacuna per ionizzazione da impatto. I portatori secondari così creati sono raccolti al drain, assieme a quelli primari, e le lacune sono accelerate indietro verso il source e il gate. Gli effetti della ionizzazione ad impatto possono essere dunque caratterizzati andando a misurare la corrente negativa (uscente) di gate dovuta alla raccolta di lacune [27].

Negli HEMT su GaN però la corrente di gate è dominata da meccanismi di iniezione per effetto tunnel, per cui non può essere utilizzata per studiare gli effetti

degli elettroni caldi. In questo caso allora si sfruttano misure di elettroluminescenza; polarizzando il dispositivo in opportune condizioni di funzionamento questo emette luce dai bordi del gate. Graficando il rapporto tra l'intensità della luce emessa e la corrente di drain in funzione di $1/(V_{DS} - V_{DSAT})$ si ottiene una linea retta (figura 2.15). L'intensità della luce emessa risulterà quindi proporzionale alla concentrazione di elettroni caldi.

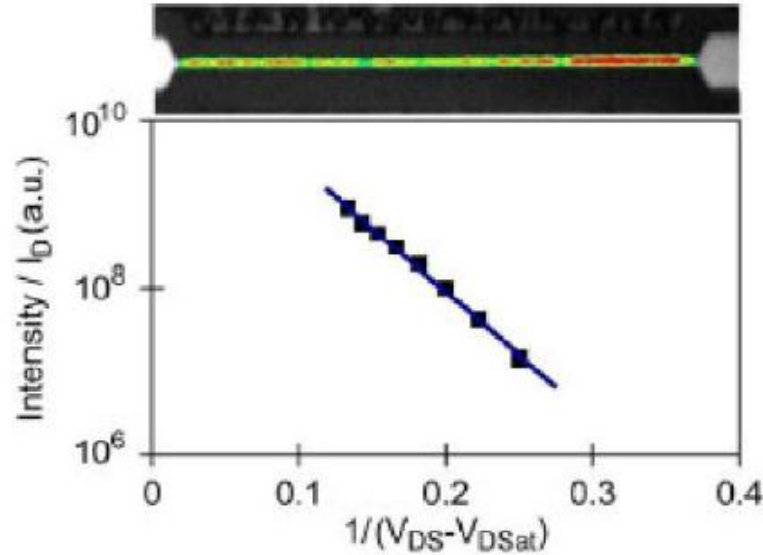


Figura 2.15: Fotoni/ I_D in funzione di $1/(V_{DS} - V_{DSAT})$.

Nakao *et al.* [28] e Shigekawa *et al.* [29] [30] hanno mostrato che la luce emessa dai *GaN* HEMT può essere dovuta a transizioni interne alla banda di conduzione di elettroni altamente energetici nella regione del canale ad alto campo elettrico. Misurando l'emissione al variare di V_{GS} mantenendo V_{DS} costante e graficando l'intensità luminosa in funzione di V_{GS} si ottiene un andamento a campana (figura 2.16). Ciò si spiega considerando che per valori della tensione gate-source inferiori alla soglia, la tensione e il campo elettrico tra gate e drain sono massimi, ma non essendoci portatori nel canale, il dispositivo non emette luce. Facendo salire V_{GS} sopra la tensione di soglia, il canale inizia a formarsi e a popolarsi di portatori. Quest'ultimi sono progressivamente accelerati dall'alto campo elettrico longitudinale diventando sempre più energetici. In accordo con la presenza di elettroni caldi, viene rilevata emissione luminosa la cui intensità aumenta all'aumentare della V_{GS} . Aumentando V_{GS} aumenta il numero di elettroni nel canale, ma contemporaneamente cala il campo elettrico, di conseguenza superato un certo valore, l'intensità della luce emessa inizierà a calare perché gli elettroni risulteranno meno energetici.

Gli elettroni caldi possono generare trappole, aumentando così il collasso di corrente e la dispersione in frequenza, ma possono anche essere intrappolati in superficie, nell'*AlGaN* o nel buffer da trappole preesistenti.

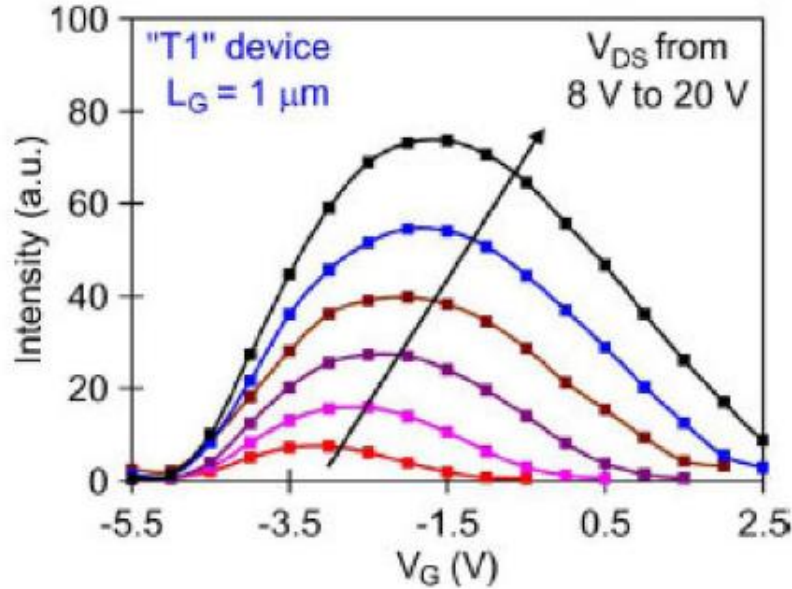


Figura 2.16: Fotoni in funzione di V_{GS} per diversi valori di V_{DS} .

2.5.2 Effetto piezoelettrico inverso

Abbiamo già detto che sono state riconosciute cause dell'invecchiamento dei dispositivi non riconducibili a degrado da elettroni caldi in quanto sono stati riscontrati dei cambiamenti significativi nei parametri elettrici dei dispositivi dopo test accelerati in OFF-state, in assenza quindi di corrente nel canale. Joh e del Alamo [31] parlano quindi di effetto piezoelettrico inverso supponendo che il campo elettrico nella regione gate-drain incrementi la deformazione meccanica del reticolo nell'eterogiunzione $AlGaN - GaN$. Il successivo rilassamento del reticolo darebbe luogo alla formazione di difetti nel cristallo, e quindi a trappole. In particolare la corrente di gate aumenterebbe per fenomeni di tunneling assistito da trappole nello strato di $AlGaN$. Molti autori hanno dimostrato che si ottiene una miglior affidabilità dei dispositivi in concomitanza di una ridotta deformazione del reticolo nello strato di $AlGaN$ [18] [32], o realizzando strati epitassiali di maggior qualità [33].

Capitolo 3

Descrizione dei dispositivi misurati

3.1 Il wafer V080404CF

I dispositivi analizzati in questo periodo di tesi sono HEMT su nitruro di gallio appartenenti a un wafer fornito dalla University of California di Santa Barbara (UCSB) realizzato tramite MOCVD su un substrato semi-isolante in SiC .

Come si può vedere in figura 3.1 il wafer è suddiviso in diverse sezioni che si differenziano per il diverso materiale usato per la deposizione del contatto di gate. Tramite la tecnica PECVD è stato depositato poi su metà del wafer uno strato di passivazione di $160nm$ di SiN (indicato con un'area gialla semitrasparente in figura).

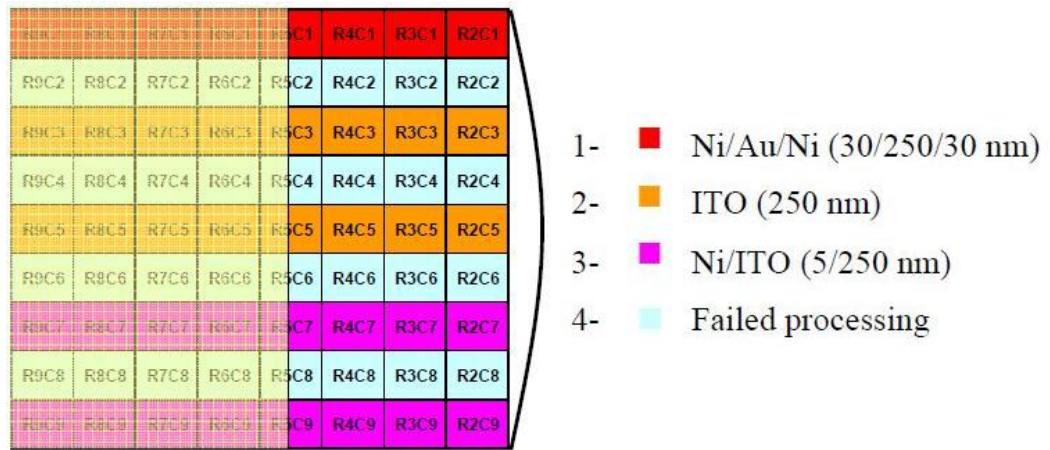


Figura 3.1: Struttura del wafer V080404CF.

I contatti ohmici sono stati realizzati con uno stack $Ti/Al/Ni/Au$, è poi da osservare che tutti i contatti di gate sono stati realizzati con un $gate recess$ di $5nm$ per ridurre la corrente di leakage e quindi gli effetti di dispersione come già visto al termine del precedente capitolo.

In figura 3.2 viene schematizzata la struttura dei tre diversi stack di gate ($Ni/Au/Ni$, ITO , Ni/ITO).

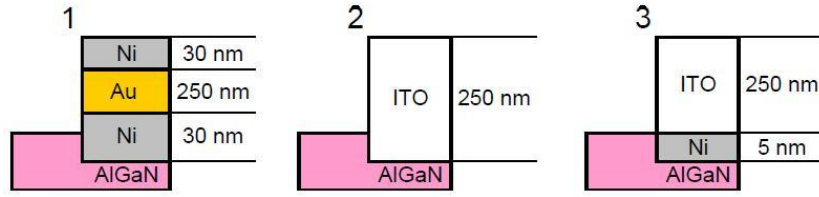


Figura 3.2: Schematizzazione della struttura dei tre diversi stack di gate.

1) $Ni/Au/Ni$, 2) ITO , 3) Ni/ITO .

La struttura geometrica base, alla quale si farà riferimento per descrivere i vari dispositivi è riportata in figura 3.3.

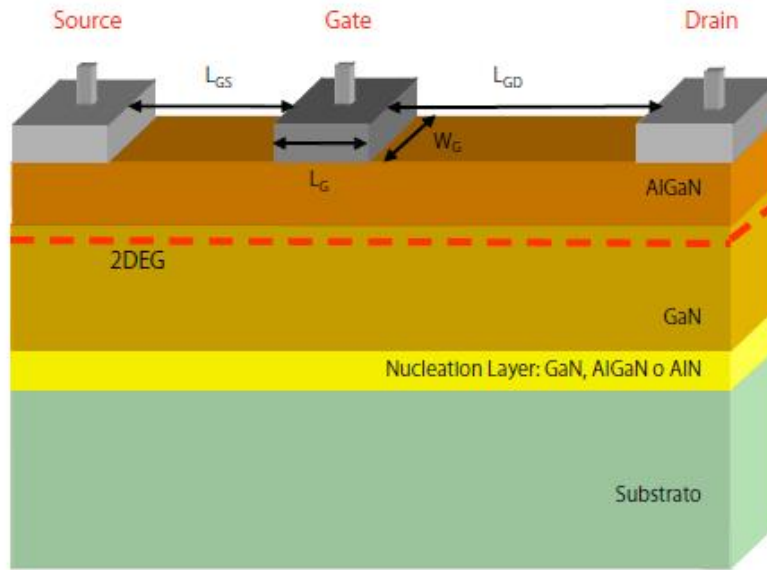


Figura 3.3: Struttura geometrica di un HEMT.

Ogni die del wafer contiene svariati dispositivi con differenti lunghezze di gate (L_G), distanze tra gate e drain (L_{GD}) mentre la larghezza di gate (W_G) è di $150\mu m$ per tutti i dispositivi. La collocazione dei transistor nella cella e le loro geometrie sono rappresentate nelle figure 3.4 e 3.5 rispettivamente.

In conclusione, non considerando le differenti geometrie, sul wafer sono disponibili sei differenti set di dispositivi:

1. $Ni/Au/Ni$ non passivati;
2. $Ni/Au/Ni$ passivati;
3. ITO non passivati;
4. ITO passivati;
5. Ni/ITO non passivati;
6. Ni/ITO passivati.

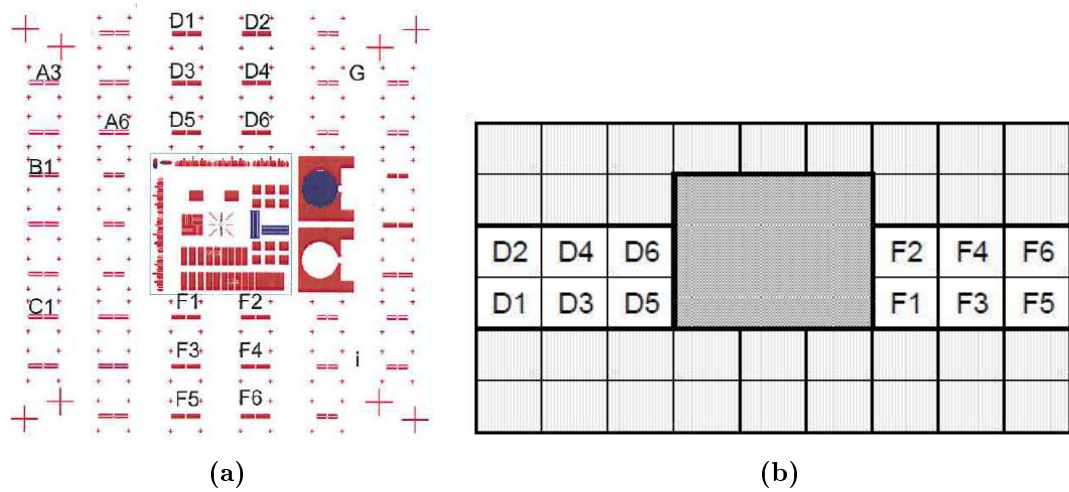


Figura 3.4: (a) Struttura di una singola cella e (b) collocazione dei transistor nella cella.

Lg=0.7	Lg=0.7	Lg=0.7	Lg=0.9	Lg=0.7	Lg=0.5
D2 Lgs=0.5	D4 Lgs=0.5	D6 Lgs=0.5	F2 Lgs=0.5	F4 Lgs=0.5	F6 Lgs=0.5
Lgd=5	Lgd=3	Lgd=1	Lgd=2	Lgd=2	Lgd=2
Lg=0.7	Lg=0.7	Lg=0.7	Lg=1	Lg=0.8	Lg=0.6
D1 Lgs=0.5	D3 Lgs=0.5	D5 Lgs=0.5	F1 Lgs=0.5	F3 Lgs=0.5	F5 Lgs=0.5
Lgd=6	Lgd=4	Lgd=2	Lgd=2	Lgd=2	Lgd=2

Figura 3.5: Geometrie dei dispositivi.

3.2 Struttura dei transistor

Il wafer V080404CF è stato cresciuto tramite Metal Organic Chemical Vapor Deposition (MOCVD) su uno strato semi-isolante di SiC . La struttura del layer è riportata in figura 3.6.

$Al_{0.36}Ga_{0.64}N$	20 nm
AlN	0.7 nm
GaN	10 nm
$Al_{0.04}Ga_{0.96}N$	1 μm
$Al_{0.09}Ga_{0.91}N$	0.3 μm
AlN	0.3 μm
SiC	

Figura 3.6: Layer dei dispositivi.

Sopra uno strato buffer di $0.3\mu m$ in AlN è cresciuto uno strato di $Al_{0.09}Ga_{0.91}N$ (sempre di $0.3\mu m$) per realizzare il buffer semi-isolante. Ora, sopra $1\mu m$ di $Al_{0.04}Ga_{0.96}N$, è fatto crescere un canale in GaN di $10nm$ e

uno strato interlayer di AlN spesso $0.7nm$; la struttura è completata da uno strato barriera di $20nm$ in $Al_{0.36}Ga_{0.64}N$.

I contatti ohmici, come già detto, sono realizzati con uno stack di $Ti/Al/Ni/Au$ a cui viene fatto un annealing termico a $870^{\circ}C$ in atmosfera controllata di N_2 . Metà del campione è infine stato passivato con uno strato di SiN_x spesso $160nm$ mediante la tecnica PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). I tre diversi stack di gate sono stati realizzati mediante tecnica fotolitografica in più passi e dopo aver rimosso attraverso attacco al plasma lo strato di SiN_x si è formato il contatto di gate. Un *gate recess* di $5nm$ è stato inciso nello strato di $AlGaIn$, seguito da un trattamento al fluoro di 20 secondi per limitare le correnti di perdita. Sono stati realizzati un numero di campioni uguale per le tre diverse tipologie del layer di gate ($Ni/Au/Ni$, ITO , Ni/ITO). La tecnica scelta per la deposizione dell' ITO è stata l'*electron-beam evaporation* in quanto offre un miglior controllo della velocità di deposizione e produce una pellicola maggiormente conduttiva e più trasparente rispetto ad una deposizione con sistema al plasma. L'intero campione è stato poi messo in annealing per 1 minuto a $600^{\circ}C$ in un *rapid thermal annealer* dentro un'atmosfera di N_2/O_2 . Infine le piazzole per effettuare il contatto del campione sono state scoperte rimuovendo il SiN_x e depositando lo stack in Ti/Au .

3.3 Performance dei dispositivi

La trasparenza dei transistor con gate in ITO viene controllata al microscopio illuminando il campione dal retro. Come si vede dalla figura 3.7 la luce non passa attraverso la prima deposizione dello strato di ITO , tuttavia dopo il processo di annealing il gate in ITO diventa trasparente.

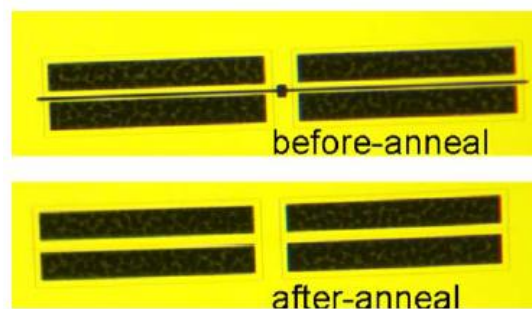


Figura 3.7: Differenze tra un $AlGaIn/GaN$ HEMT con gate in ITO prima e dopo l'annealing. [2]

Vengono ora presentate alcune misure effettuate da UCSB. In figura 3.8 sono graficate le curve in DC della corrente di drain in funzione della tensione V_{DS} per diversi valori della tensione di gate V_G . Per un dispositivo con $L_G = 0.7\mu m$ si raggiunge la massima densità di corrente di $0.7A/mm$ per una V_G di $2V$.

La corrente di leakage come si può vedere in figura 3.9 è molto alta nel dispositivo con gate in ITO risultando, per una V_D di $10V$, un rapporto on/off di tre ordini di

grandezza; il dispositivo in $Ni/Au/Ni$ mostra invece un rapporto on/off minore, cioè pari a cinque ordini di grandezza.

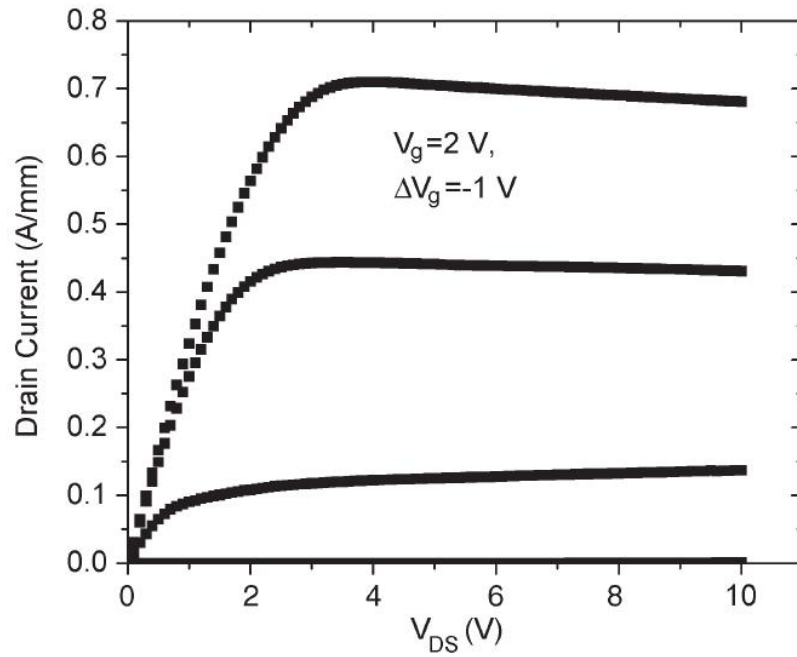


Figura 3.8: Caratteristiche di uscita di un $AlGaIn/GaN$ HEMT con elettrodo di gate in ITO . [2]

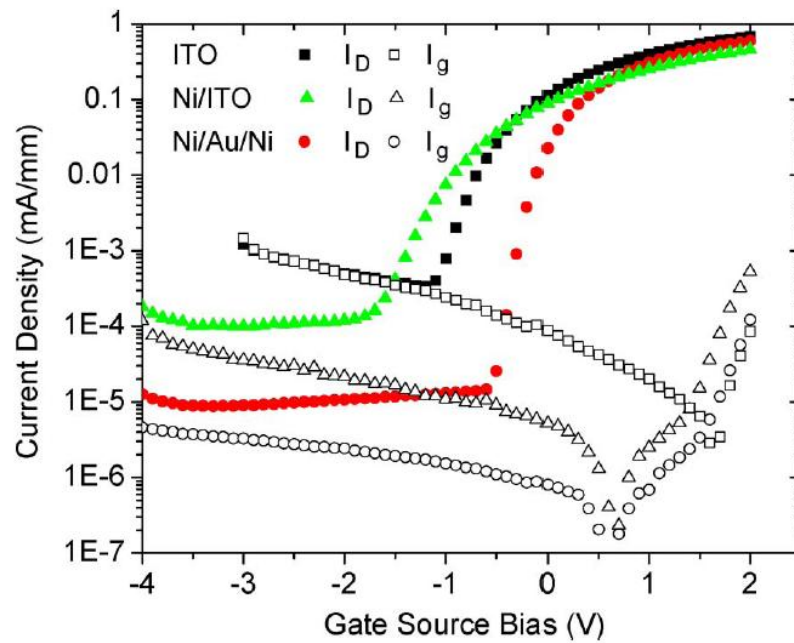


Figura 3.9: Confronto tra i rapporti on/off di HEMT con gate in $Ni/Au/Ni$, ITO e Ni/ITO . [2]

Il gate in Ni/ITO è stato proposto appunto per risolvere questo problema della corrente di leakage; uno strato rettificante di Ni è posto così sopra l' ITO in quanto è stato dimostrato avere una buona stabilità termica. Tuttavia per

mantenere una buona trasparenza è necessario mantenere lo spessore del Ni sui $5nm$; in questo modo il rapporto on/off di corrente si stabilisce intorno ai quattro ordini di grandezza con un ragionevole grado di trasparenza dello stack.

Per comparare la trasparenza dei tre diversi stack di gate un wafer con substrato in zaffiro è stato diviso in tre parti: il Ni/ITO ($5/250nm$) e l' ITO ($250nm$) sono stati depositi separatamente su due parti di queste e sottoposti ad annealing nelle stesse condizioni spiegate nel paragrafo 3.2 mentre il rimanente zaffiro è stato usato per fare un confronto. Pomeroy *et al.* hanno misurato lo spettro di emissione di una struttura $AlGaN/GaN$ HEMT e osservato che l'emissione luminosa nel range $500 \div 950nm$ è parzialmente correlata alle transizioni intrabanda degli elettroni caldi [34]. È stata misurata, così, la trasmittanza dello zaffiro, zaffiro/ ITO e zaffiro/ Ni/ITO tra 450 e $2000nm$ usando l' Al_2O_3 come riferimento. Come si vede in figura 3.10 lo strato in ITO mostra un'ottima trasmittanza ($85\% - 98\%$), lo stack in Ni/ITO ne presenta solo un 5% in meno risultando quindi un ottimo materiale trasparente lasciando passare più dell' 80% della luce che lo colpisce.

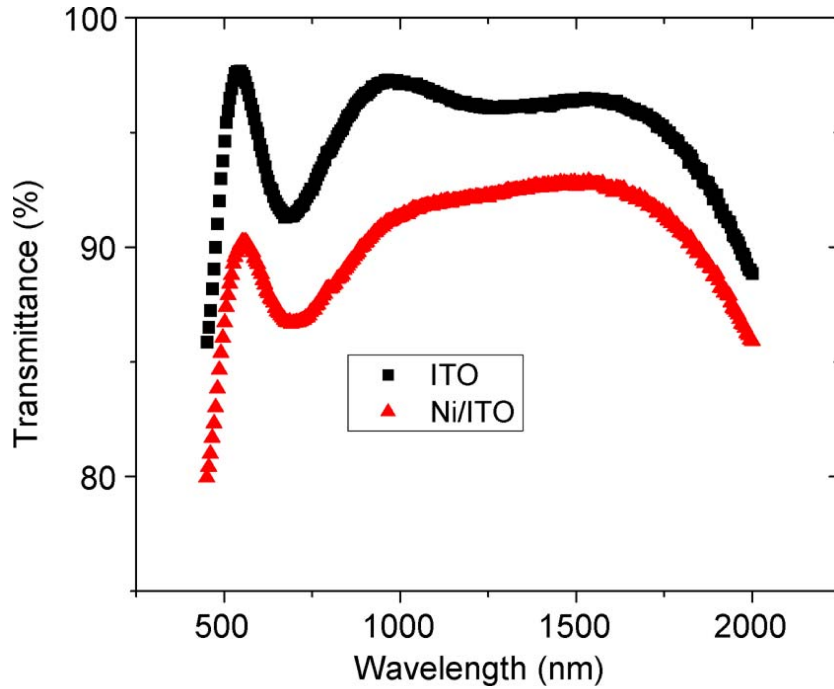


Figura 3.10: Spettro di trasmittanza di pellicole di Ni/ITO ed ITO . [2]

Misurando il guadagno di piccolo segnale di un dispositivo in ITO con $L_G = 0.7\mu m$ e $W_G = 150\mu m$ (figura 3.11) si ottiene una frequenza di taglio relativa al guadagno di corrente f_T di $15GHz$, comparabile con quella del dispositivo in $Ni/Au/Ni$ ($17GHz$). D'altra parte però la frequenza di taglio f_{max} relativa al guadagno in potenza dell' ITO è di solo $8GHz$ molto minore dei $38GHz$ raggiunti dal transistor in $Ni/Au/Ni$. Il dispositivo in Ni/ITO ha le stesse f_T e f_{max} di quello in ITO . La causa predominante della bassa f_{max} va ricercata nella bassa conducibilità dell' ITO ; la resistività dell' ITO in questi dispositivi è pari a $11\Omega \cdot \mu m$, due ordini di grandezza più elevata dello stack $Ni/Au/Ni$. Per incrementare f_{max}

sui transistor con gate trasparente è necessario aumentare la conducibilità dell'*ITO* e adottare nuove strutture per il gate come può essere il *T-gate* con un sottile strato di *ITO*; queste tecniche sono ancora tuttavia oggetto di studio.

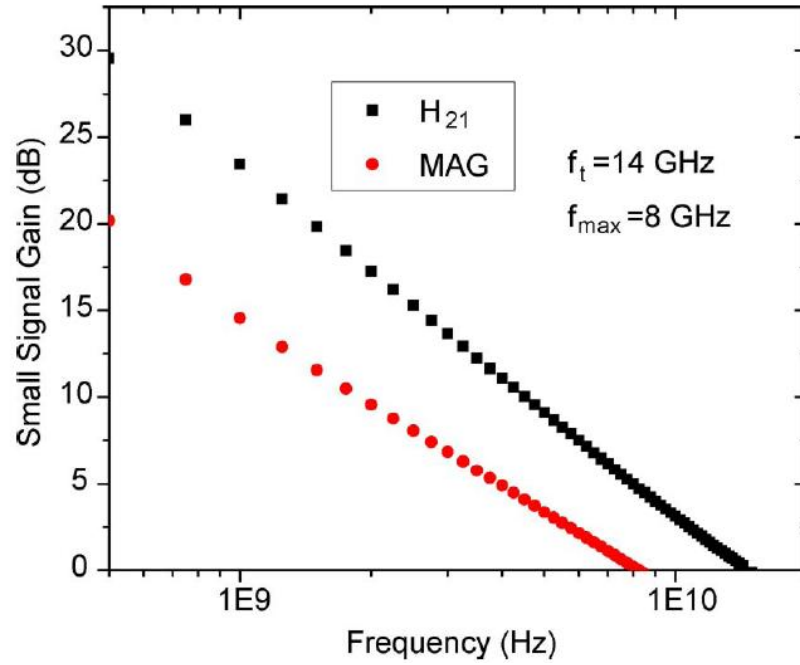


Figura 3.11: Guadagno di piccolo segnale di un HEMT con gate in *ITO*. [2]

Capitolo 4

Misure di elettroluminescenza

Lo scopo delle misure di elettroluminescenza è quello di controllare lo stato dei dispositivi, quindi l'eventuale presenza di “hot spot” o di centri di generazione/ricombinazione dei portatori la dove sono maggiormente concentrati i fotoni e di avere informazioni quantitative sull'emissione di fotoni nella zona attiva in diverse condizioni di polarizzazione.

Infatti quando un generico dispositivo a canale n viene polarizzato con alte tensioni drain-source, si vengono a creare alti campi elettrici nella regione gate-drain che possono conferire agli elettroni in transito l'energia sufficiente per generare coppie elettrone-lacune mediante ionizzazione da impatto.

Per caratterizzare gli effetti da ionizzazione da impatto si usano le misure di fotoemissione associate al dispositivo in certe condizioni di polarizzazione. Infatti i portatori “caldi” presenti nel canale, e i portatori generati per ionizzazione, urtano il reticolo e cedono energia sotto forma di fotoni (*effetto termoionico*). Questo processo di scattering e l'emissione luminosa associata, quindi, è rappresentativo del fenomeno di ionizzazione da impatto presente nel canale e può essere misurato per valutarne l'entità. Tale emissione, tipicamente, è influenzata principalmente da due fattori: la corrente di canale (che fornisce i portatori da accelerare) e il campo elettrico gate-drain (che accelera i portatori); questi due fattori, al variare della tensione di gate con drain fisso, crea il tipico diagramma a campana, mettendo in evidenza l'effetto contrario dei due elementi. La disposizione a campana dei valori di emissione può essere così spiegata: quando la tensione gate-source è minore del valore di pinch-off, la tensione gate-drain ed il campo elettrico sono massimi, ma il canale è svuotato di portatori e non viene emessa luce. Quando la tensione di gate supera il valore di pinch-off i portatori iniziano a fluire nel canale e vengono emessi fotoni. Aumentando ulteriormente V_G , aumenta anche il numero di fotoni emessi, fintantochè il campo elettrico non diminuisce abbastanza da rendere meno “caldi” gli elettroni nel canale. Da qui in poi la luce emessa diminuisce gradatamente fino a scomparire del tutto.

Dopo questa analisi in funzione di V_{GS} ne è stata fatta un'altra in funzione di V_{DS} , a V_{GS} fissata. Come valore di polarizzazione si è scelto il picco della curva

bell shaped, quindi in condizioni di massima emissione.

Si è inoltre graficata l'intensità di emissione sulla corrente di drain in funzione di $1/(V_{DS} + V_{GSmax})$, per analizzare la relazione che intercorre effettivamente tra portatori caldi e luce emessa. La distribuzione che si dovrebbe ottenere è una distribuzione lungo una retta. Ciò indicherebbe che l'intensità luminosa può essere usata come indicatore del numero di elettroni caldi presenti nel canale [35].

Ogni dispositivo misurato è stato sottoposto a più caratterizzazioni DC: una preliminare, cioè prima di polarizzarlo per le misure di elettroluminescenza, una intermedia e una alla fine delle misure di emissione; queste caratterizzazioni sono state fatte in primo luogo per verificare lo stato di funzionamento di un dispositivo, in seconda battuta per andare ad investigare su eventuali fenomeni di degrado che la misura di emissione avrebbe potuto causare. Tuttavia le misure di emissione sono risultate “abbastanza ripetibili” risultando pressochè uguale il comportamento del dispositivo prima e dopo una serie di emissioni ripetute. A tal proposito sono state quindi valutate le seguenti caratteristiche DC:

- diodo gate source: I_G valutata per V_{GS} tra $-4V$ e $2V$ (tra $-6V$ e $2V$ per i dispositivi Ni/ITO non passivati in quanto presentano una minore tensione di soglia) con source a massa e drain flottante;
- out: I_D valutata per V_{DS} da $0V$ a $10V$ con V_{GS} parametrizzata tra $-4V$ e $1V$ con passi di $0.5V$ (V_{GS} tra $-6V$ e $1V$ passo $0.7V$ nei Ni/ITO non passivati);
- transcaratteristica in zona lineare: I_D valutata per V_{GS} tra $-4V$ e $1V$ con V_{DS} parametrizzata tra $0.1V$ e $0.9V$ con passi di $0.2V$ (V_{GS} tra $-6V$ e $1V$ nei Ni/ITO non passivati);
- transcaratteristica in zona di ginocchio: I_D valutata per V_{GS} tra $-4V$ e $1V$ con V_{DS} parametrizzata tra $1V$ e $4V$ con passi di $1V$ (V_{GS} tra $-6V$ e $1V$ nei Ni/ITO non passivati);
- transcaratteristica in zona di saturazione: I_D valutata per V_{GS} tra $-4V$ e $1V$ con V_{DS} parametrizzata tra $6V$ e $10V$ con passi di $2V$ (V_{GS} tra $-6V$ e $1V$ nei Ni/ITO non passivati);
- resistenza gate-source e gate-drain valutate per V_{GS} tra $1.2V$ e $1.4V$ (V_{GS} tra $1.4V$ e $1.6V$ nei Ni/ITO non passivati).

4.1 Setup di misura

In questo genere di misure il wafer da testare è posto all'interno del microscopio a emissione *Hamamatsu Emission Microscopy System PHEMOS P200* (figura 4.1).

Questo strumento permette di effettuare il conteggio dei fotoni emessi dal dispositivo sotto test, mediante una CCD-camera raffreddata a $-50^\circ C$. Dispone inoltre

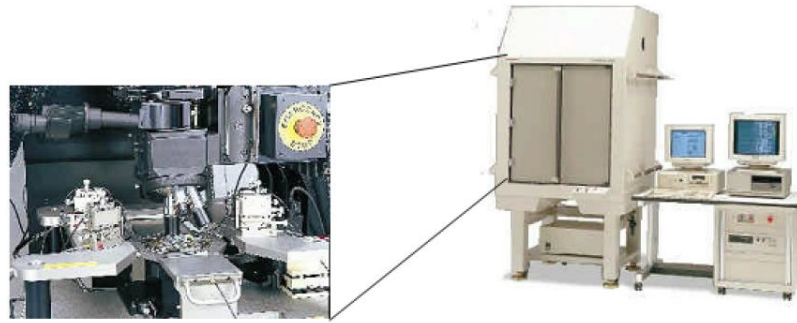


Figura 4.1: Microscopio a emissione PHEMOS P200.

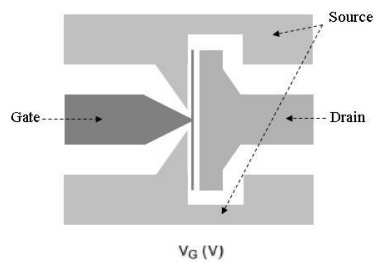


Figura 4.2: Punti di contatto per la misurazione a 4 terminali.

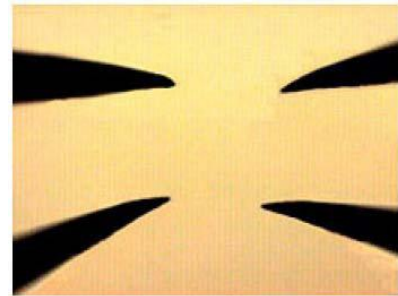


Figura 4.3: Punte DC.

di 4 obiettivi ($5X$, $10X$, $50X$, $100X$) e di diversi filtri in grado di ridurre l'intensità della radiazione incidente sul CCD, evitando di saturare lo stesso in caso la radiazione emessa dai dispositivi sia troppo elevata. Può essere pilotato sia frontalmente, sia via software, mediante un PC ad esso connesso. È possibile regolare il tempo di esposizione del CCD, che viene controllato con l'apertura e chiusura di uno shutter. All'interno dello strumento è presente una piastra di supporto, detta chuck, dove viene sistemato il dispositivo da testare. Il wafer è fissato al chuck da un sistema di aspirazione e i pad di gate, drain e source del dispositivo sono contattati attraverso 4 punte DC (gate, drain, e 2 sul source) (figura 4.2). Le punte DC (figura 4.3) sono tipicamente in tungsteno e sono utilizzate per misure a bassa frequenza e DC, essendo dotate di una ridotta banda passante, circa $100kHz$. Le punte sono montate su micro-manipolatori fissati alla probe grazie ad un sistema di aspirazione che crea il vuoto. Tali manipolatori permettono di gestire la posizione dei terminali nelle tre dimensioni e quindi di contattare il dispositivo. Anche la posizione del chuck può essere controllata dall'operatore. Le punte sono infine connesse all'esterno dello strumento mediante cavetti BNC biassiali e successivamente a un *parameter analyzer* tramite cavi triassiali.

Una volta regolato il tempo di esposizione, viene acquisita una figura di emissione di fondo (*dark image*), senza quindi polarizzare i dispositivi. Dopodiché si polarizzano i dispositivi e si acquisisce la vera figura di emissione, alla quale viene sottratta la dark image. È possibile sovrapporre l'immagine del dispositivo alla figura di emissione, in modo da individuare sulla superficie del dispositivo le zone

di maggior emissione. Lo strumento inoltre può fornire il conteggio totale di fotoni emessi e il profilo di conteggio su un'area selezionabile. In genere viene selezionata l'area che circonda il gate, nella quale si ha emissione di fotoni.

Per polarizzare il dispositivo si ricorre, come già detto, ad un *parameter analyzer*. Il parameter analyzer utilizzato per le misure riportate in questa tesi è l'HP4142B. Lo strumento dispone di quattro SMU (Source Monitor Unit) ognuna delle quali è in grado di fornire una tensione, costante o impulsata, e misurare contemporaneamente la corrente (o viceversa fornire corrente e misurare la tensione) ad un terminale del dispositivo connesso. In figura 4.4 è riportato l'intervallo di funzionamento dello strumento garantito dal costruttore. L'HP4142B si interfaccia con il PC tramite un sistema di comunicazione GP-IB e viene controllato da un software di caratterizzazione interattiva denominato ICS (*Interactive Characterization Software*).

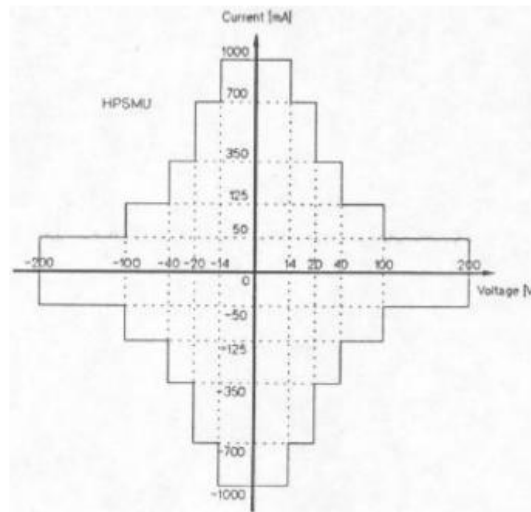


Figura 4.4: Range di funzionamento dell'HP4142B.

4.2 Risultati ottenuti

Come prima valutazione si è andati ad effettuare una serie di misure di fotosensibilità su un campione passivato con gate in *ITO* (il dispositivo R8C5_D2). È stato cioè salvato il numero totale di fotoni emessi dal dispositivo per diverse condizioni di polarizzazione: si è partiti da una situazione di canale formato ($V_{GS} = 2V$) e per step successivi si è andato a ridurre la tensione di gate fino a raggiungere la condizione di canale chiuso, mantenendo costante la tensione V_{DS} ; graficando questi valori si è ottenuto il classico andamento a “campana”. Si è poi ripetuta l'operazione più volte diminuendo ogni volta la tensione V_{DS} (step $0.5V$). Si è ottenuto così un set di “campane” una per ogni valore di V_{DS} (figura 4.5) verificando così lo spostamento del picco della campana verso valori più negativi. Questo si spiega osservando che per tensioni V_{DS} piccole i fotoni emessi dipendono per lo più dalla

tensione di gate, dato che la corrente nel canale è molto bassa; è quindi plausibile la relazione tra portatori “caldi” (*hot electron*) ed emissione di luce.

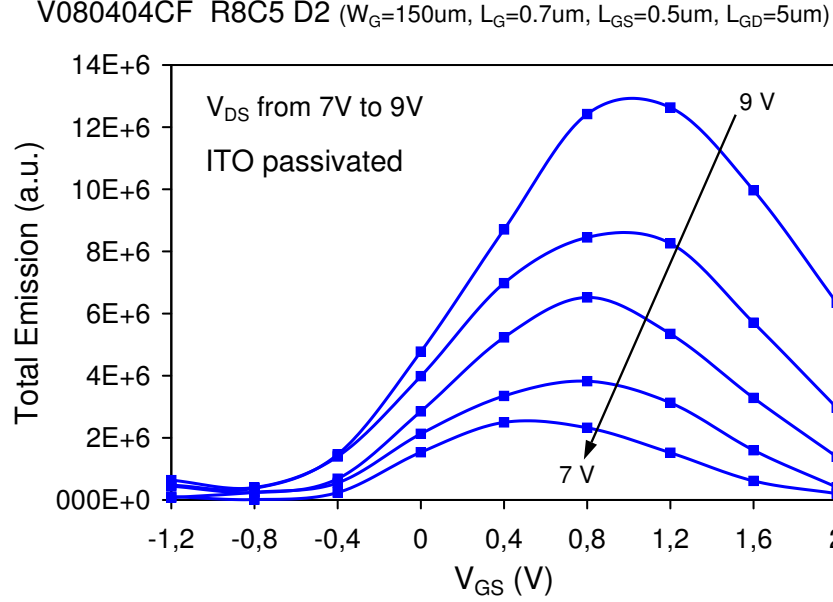


Figura 4.5: Diagramma a campana relativo al dispositivo R8C5_D2 per V_{DS} da 7V a 9V.

In tutte le misure di elettroluminescenza riportate in questa tesi il conteggio totale dei fotoni emessi è stato preso su un'area (per quanto possibile sempre uguale) che comprendesse un solo dito (*finger*) di gate e le immagini di emissione, ricavate dall'ingrandimento 100X del PHEMOS, sono presentate in modo da avere il gate sulla sinistra e il drain sulla destra. In figura 4.6 sono riportate le immagini su alcuni punti caratteristici dell'emissione con V_{DS} fissa (9V) e V_{GS} variabile. Le immagini sono state salvate in maniera tale che si possano confrontare tra di loro. In tal senso ad una scala di colori corrisponde un relativo livello di emissione, le zone rosse indicano i punti sul dispositivo in cui si ha la maggiore emissione di fotoni. Come si vede infatti le immagini per V_{GS} pari a 0.8V e 1.2V corrispondono al picco della “campana”. In figura 4.7 sono invece riportate le emissioni per una V_{GS} fissa e pari a 0.8V al variare di V_{DS} .

Sono state fatte, in seguito, una serie di misure con lo scopo di stabilire una relazione tra le geometrie dei dispositivi e l'emissione di luce. Come primo passo sono state misurate le emissioni in funzione delle 6 differenti L_{GD} che il layout del wafer metteva a disposizione; si è cercato di scegliere campioni appartenenti allo stesso DIE in quanto dispositivi costruiti vicini tra loro si auspica abbiano le stesse caratteristiche così da ottenere misure di elettroluminescenza il più possibile comparabili tra loro.

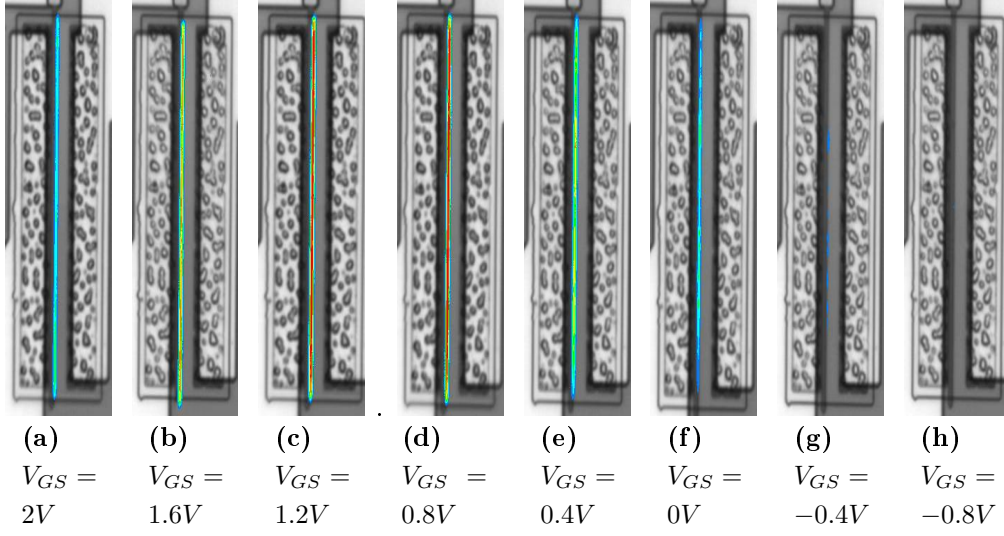


Figura 4.6: Immagini di emissione del dispositivo R8C5_D2 a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.

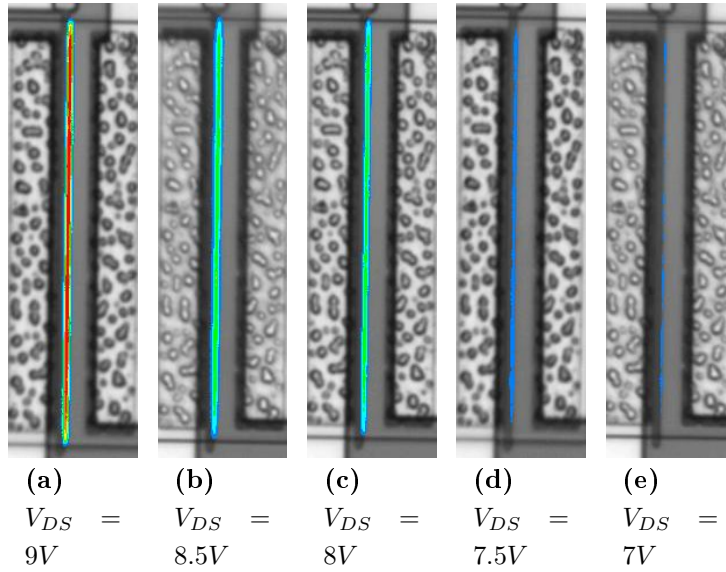
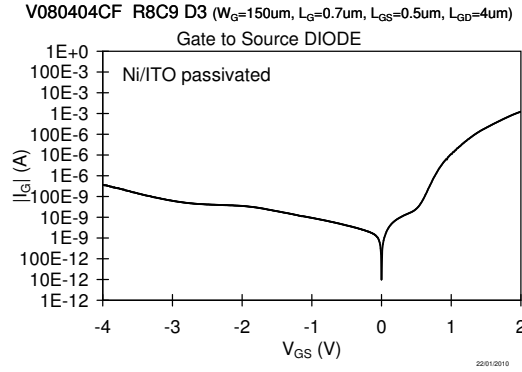


Figura 4.7: Immagini di emissione del dispositivo R8C5_D2 a $V_{GS} = 0.8V$ e V_{DS} variabile.

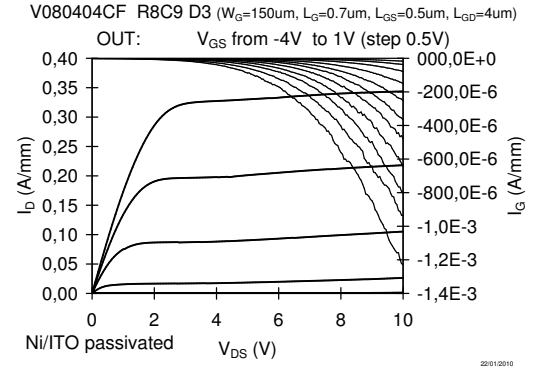
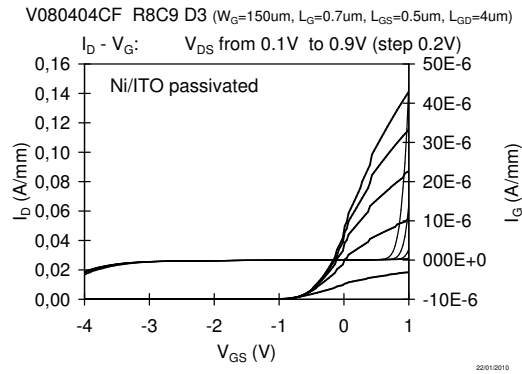
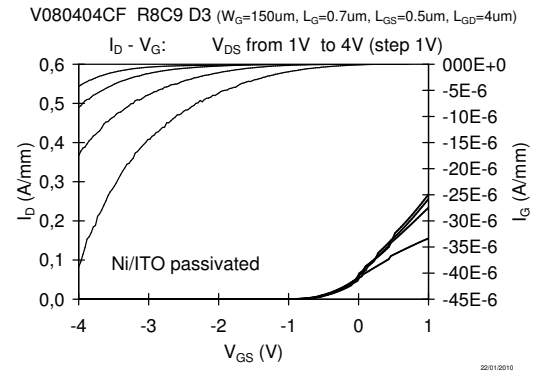
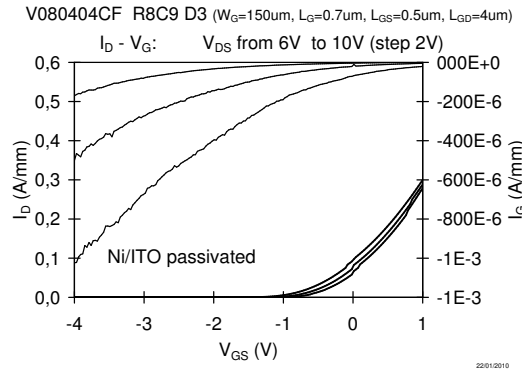
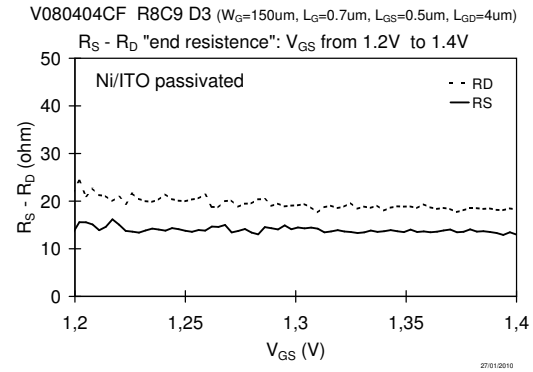
4.2.1 Campioni in Ni/ITO passivati

Una caratterizzazione completa per tutte e sei le L_{GD} disponibili è stata possibile effettuarla solo per i campioni in *Ni/ITO* passivati (causa “rotture” inspiegate di alcuni dispositivi) dove si sono misurati i dispositivi della cella *R8C9*. Il tempo di emissione scelto per questo tipo di dispositivi è di 12s.

In figura 4.8 è presentata, innanzitutto, la caratterizzazione DC di uno dei dispositivi misurati, in particolare si tratta del campione *R8C9_D3* caratterizzato dalle seguenti dimensioni: $W_G = 150\mu m$, $L_G = 0.7\mu m$, $L_{GS} = 0.5\mu m$ e $L_{GD} = 4\mu m$.

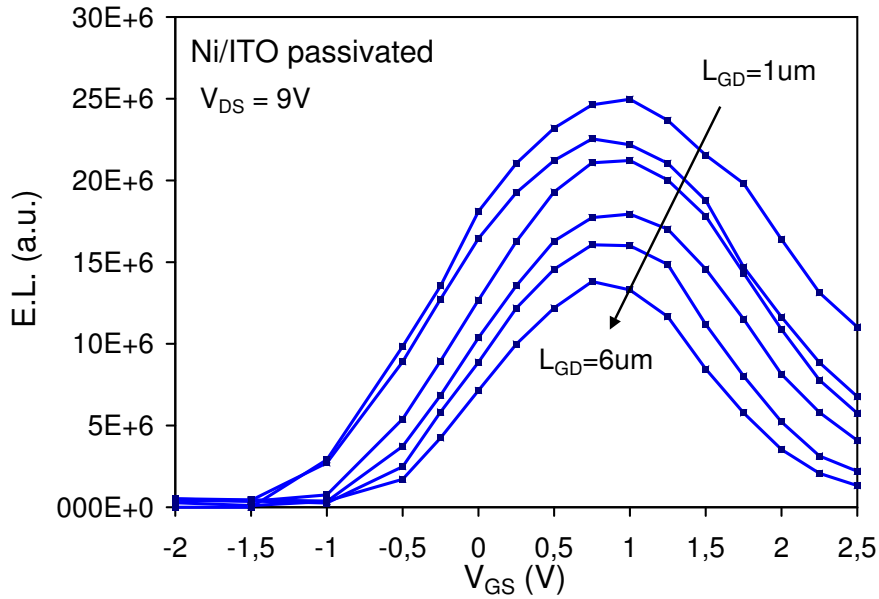


(a) Caratteristica I-V del diodo gate source.

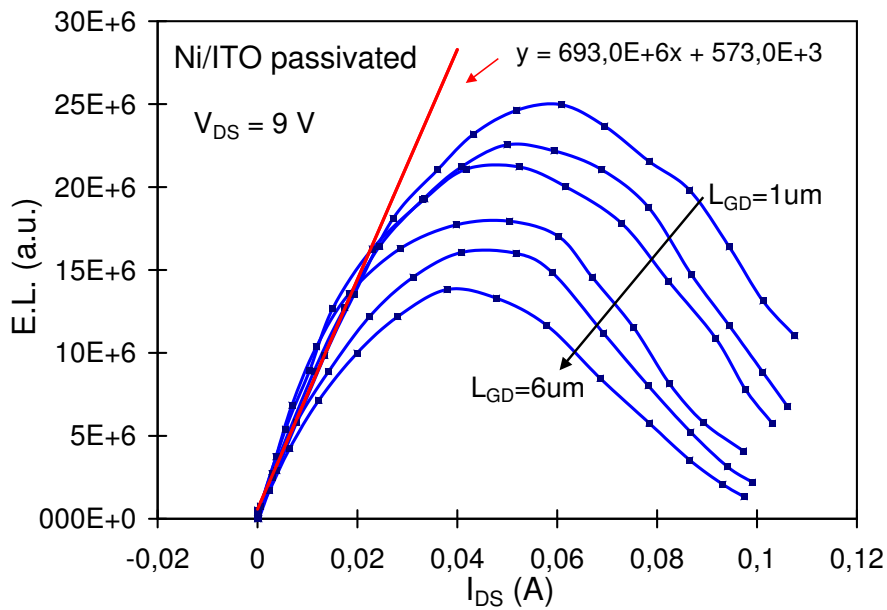
(b) Caratteristica di uscita con V_{GS} da $-4V$ a $1V$ (step $0.5V$).(c) Transcaratteristica con V_{DS} da $0.1V$ a $0.9V$ (step $0.2V$).(d) Transcaratteristica con V_{DS} da $1V$ a $4V$ (step $1V$).(e) Transcaratteristica con V_{DS} da $6V$ a $10V$ (step $2V$).(f) Resistenze di source e drain per V_{GS} da $1.2V$ a $1.4V$.**Figura 4.8:** Caratterizzazione DC del dispositivo *R8C9_D3*.

Vengono ora presentati in figura 4.9 i grafici delle misure di elettroluminescenza ottenute per i sei campioni passivati con gate in *Ni/ITO*.

In particolare in figura 4.9a sono riportati i tipici andamenti a campana che si ottengono andando a graficare il numero di fotoni emessi dal dispositivo in funzione della tensione V_{GS} . La tensione di drain V_{DS} è stata mantenuta costante a $9V$ in tutte le misure. Si può notare come le “campane” abbiano tutte lo stesso andamento



(a) n°fotoni in funzione di V_{GS} per i dispositivi del DIE *R8C9*.



(b) n°fotoni in funzione di I_{DS} per i dispositivi del DIE *R8C9*.

Figura 4.9: Diagrammi a campana relativi ai dispositivi del DIE *R8C9*.

e in particolare come il massimo dell'emissione si presenti, entro certi limiti, per la stessa tensione V_{GS} . Il dispositivo che “emette” più fotoni è il *R8C9_D6* cioè quello tra i sei che ha minore L_{GD} ($1\mu m$) mentre quello che “emette” di meno è il dispositivo a maggiore L_{GD} ($6\mu m$). In pratica l'emissione di fotoni è inversamente proporzionale alla distanza gate drain; questo si spiega con il fatto che maggiore è questa distanza minore sarà il campo elettrico in questa zona. Il campo elettrico sarà quindi proporzionale al numero di fotoni eccitati e quindi emessi. In figura 4.9b, invece, è graficata la stessa misura questa volta in funzione della corrente

di drain I_{DS} . Si può notare come i valori di emissione ricalchino pressapoco gli stessi punti sul grafico per tutte e sei le L_{GD} per correnti I_{DS} piccole, infatti il canale qui è abbastanza vuoto di portatori, aumentando la corrente i grafici cominciano a distinguersi l'uno dall'altro riproducendo l'andamento in funzione di V_{GS} visto prima.

Un'altra misura che è stata fatta è quella il cui grafico è riportato in figura 4.10: qui si è andata a valutare sempre l'emissione dei sei dispositivi in funzione però della tensione V_{DS} mantenendo la tensione V_{GS} fissa e pari al valore dove si otteneva il massimo dell'emissione nelle misure precedenti ($V_{DS} = 1V$).

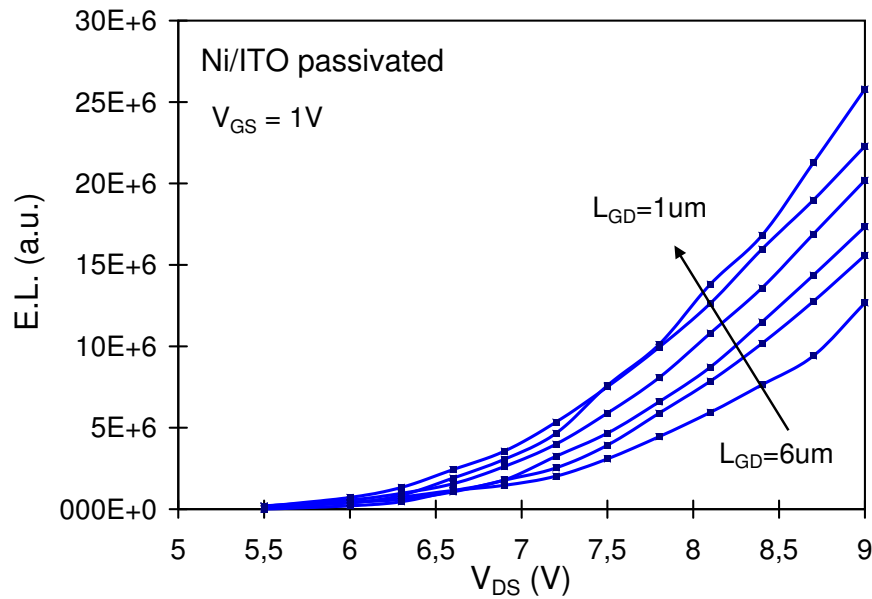


Figura 4.10: n°fotoni in funzione di V_{DS} ($V_{GS} = 1V$) per i dispositivi del DIE R8C9.

In figura 4.11 si è graficata l'intensità di emissione sulla corrente di drain in funzione di $1/(V_{DS} + V_{GSmax})$ per il dispositivo R8C9_D6, per analizzare la relazione che intercorre effettivamente tra portatori caldi e luce emessa. Si ottiene, come già detto, una distribuzione lungo una retta, ciò indica che l'intensità luminosa può essere usata come indicatore del numero di elettroni caldi presenti nel canale.

Tutti i dati ricavati dalle misure su questi dispositivi passivati con gate in *Ni/ITO*, infine, sono stati elaborati per effettuare dei confronti e trovare delle relazioni tra intensità dell'emissione e geometrie dei campioni. In particolare in figura 4.12 è riportata l'intensità dell'emissione luminosa in funzione delle varie L_{GD} fatta per diverse V_{GS} con una V_{DS} fissa pari a 9V; si nota appunto un calo dei fotoni emessi all'aumentare della distanza gate-drain e quindi alla diminuzione del campo elettrico. In figura 4.13 è graficato l'andamento dell'emissione di fotoni, questa volta normalizzata alla corrente di drain I_{DS} , sempre in funzione di L_{GD} valutata per due diversi valori di corrente I_{DS} ; la spiegazione dell'andamento otte-

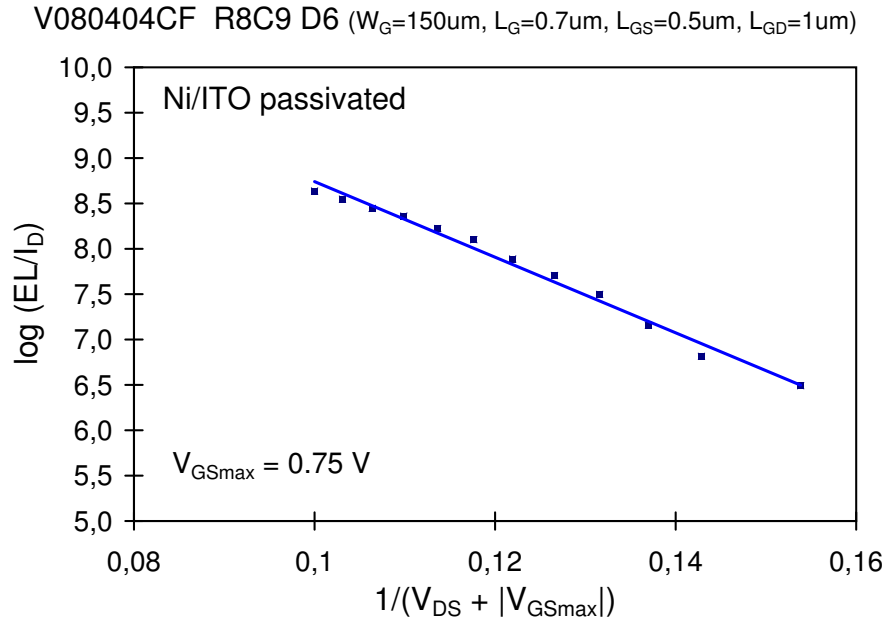


Figura 4.11: Intensità di emissione sulla corrente di drain in funzione di $1/(V_{DS} + V_{GSmax})$ per il dispositivo *R8C9_D6*.

nuto è la medesima di prima. In figura 4.14, infine, l'emissione in funzione di L_{GD} è graficata nelle condizioni di massima emissione.

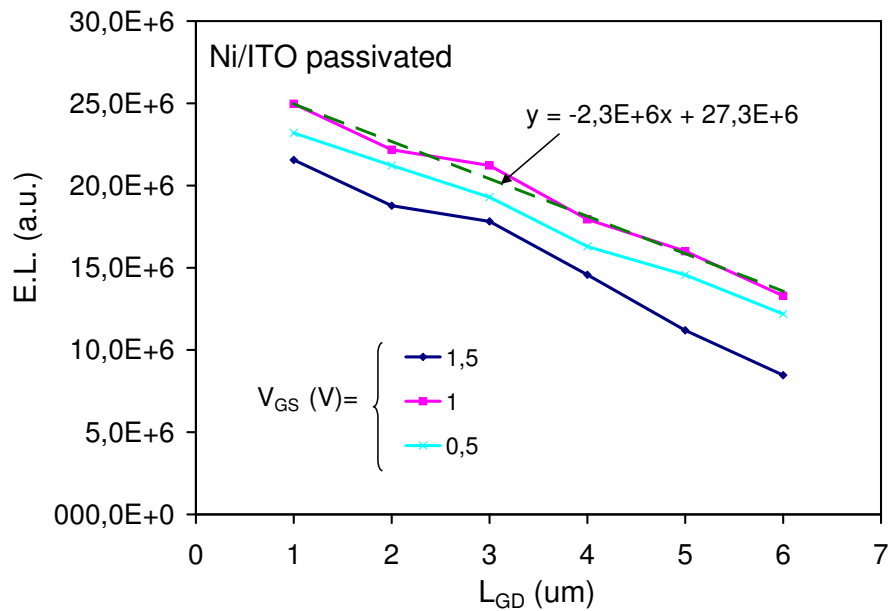


Figura 4.12: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per diverse V_{GS} ($V_{DS} = 9V$) per i campioni del DIE *R8C9*.

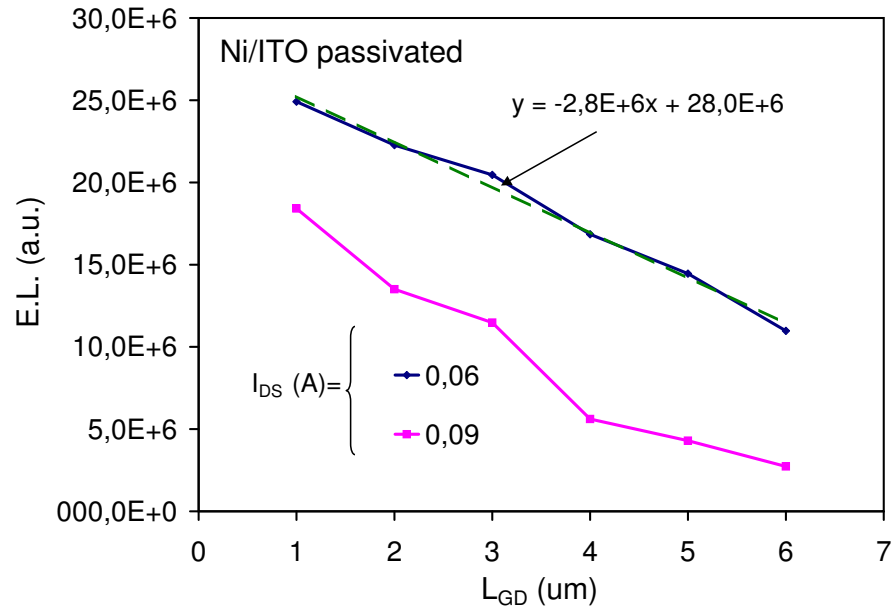


Figura 4.13: Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per diverse I_{DS} per i campioni del DIE *R8C9*.

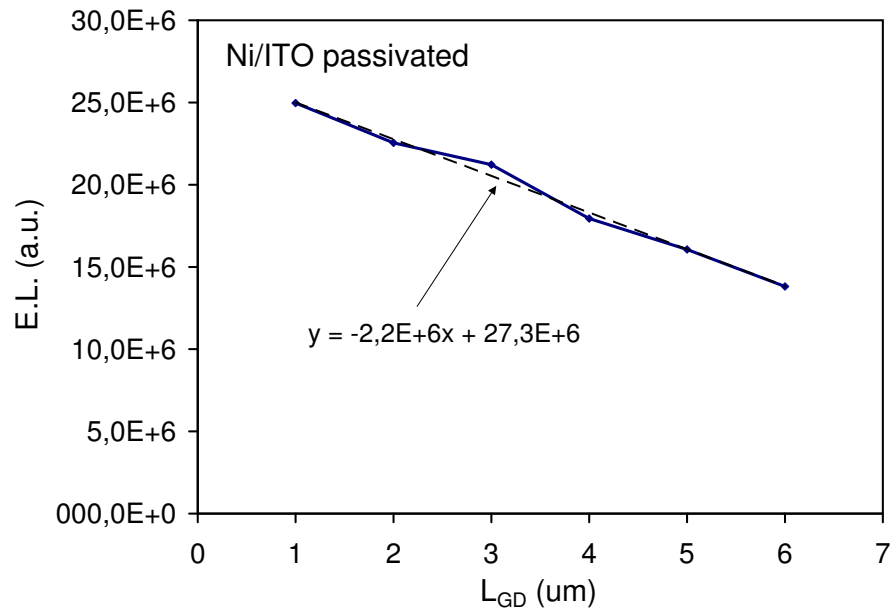


Figura 4.14: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi del DIE *R8C9*.

Si riportano nel seguito le immagini delle varie misure di emissione effettuate. In particolare in figura 4.15 si possono vedere le immagini dell'emissione dei sei dispositivi del DIE *R8C9* nelle medesime condizioni di polarizzazione, cioè intorno alle loro condizioni di massima emissione ($V_{GS} = 1V$ e $V_{DS} = 9V$). In figura 4.16 vengono riportate le immagini di emissione del dispositivo *R8C9_D6* per $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile, cioè quelle salvate durante la misura del diagramma a campana. Nelle figura 4.17, infine, le immagini riguardano quelle salvate durante la misure effettuate per graficare l'intensità di emissione luminosa in funzione di V_{DS} ($V_{GS} = 1V$ e V_{DS} variabile), sempre per il dispositivo *D6*.

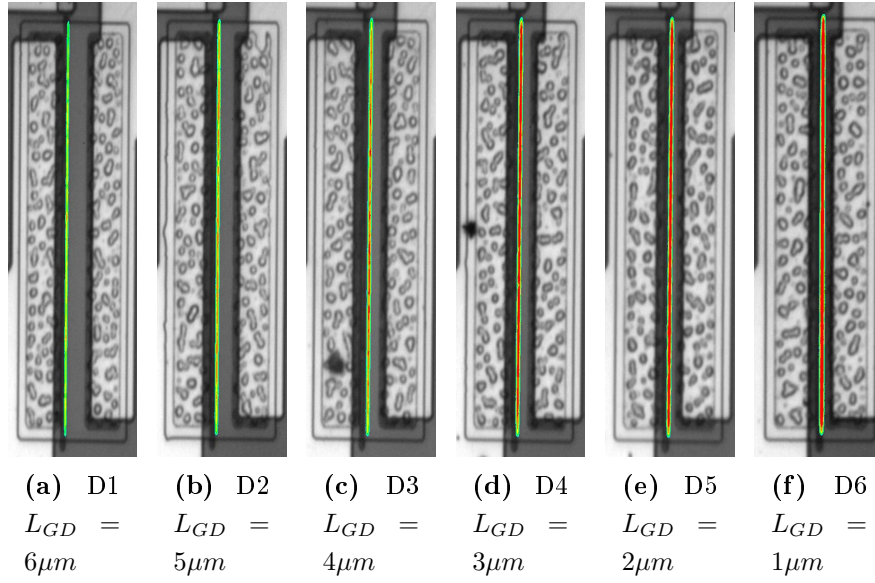


Figura 4.15: Immagini di emissione dei dispositivi del DIE *R8C9* nelle condizioni di massima emissione.

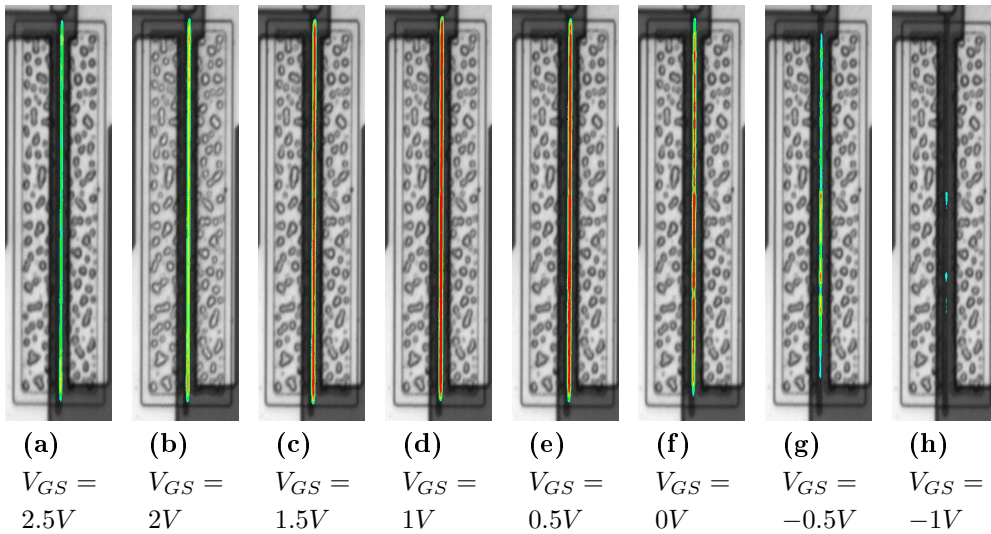


Figura 4.16: Immagini di emissione del dispositivo *R8C9_D6* a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.

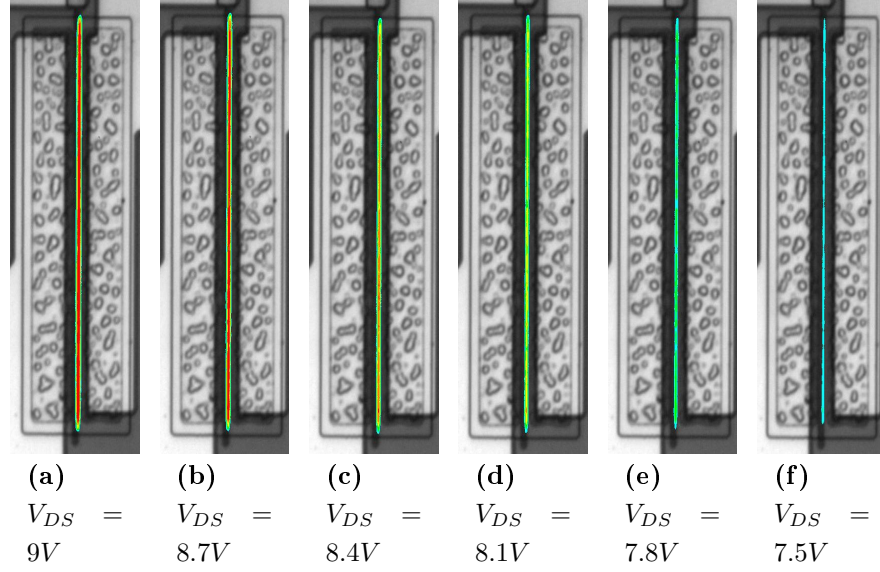
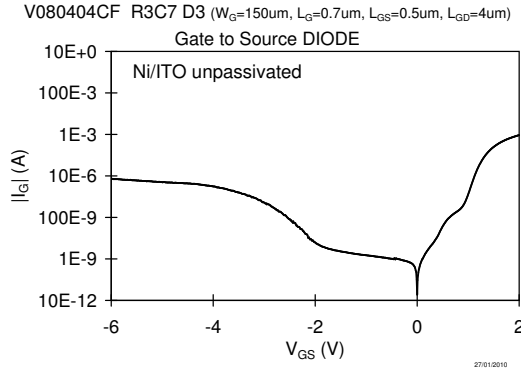


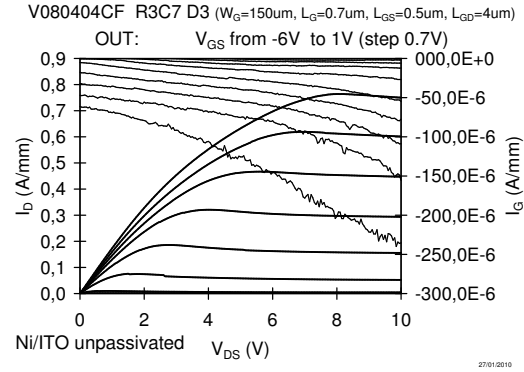
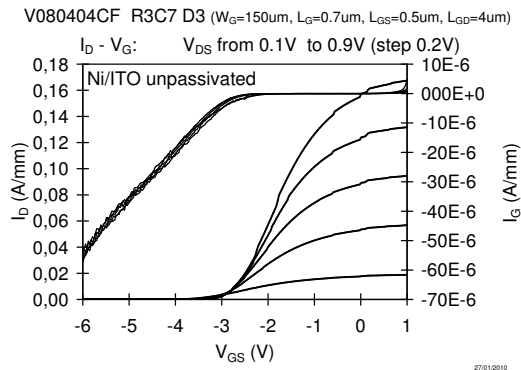
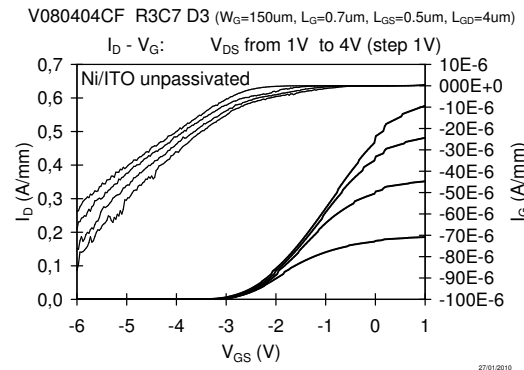
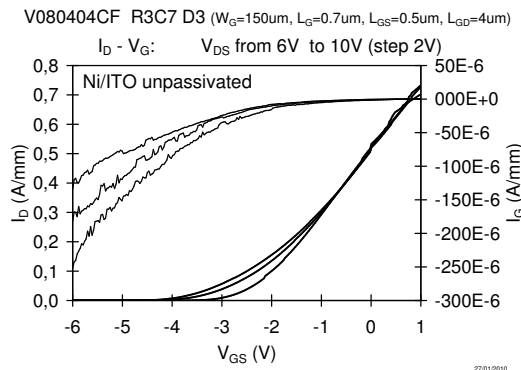
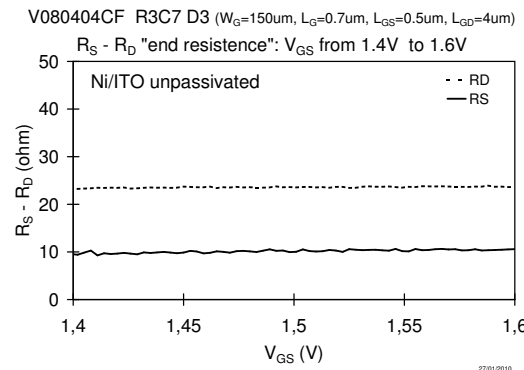
Figura 4.17: Immagini di emissione del dispositivo R8C9_D6 a $V_{GS} = 1V$ e V_{DS} variabile.

4.2.2 Campioni in Ni/ITO non passivati

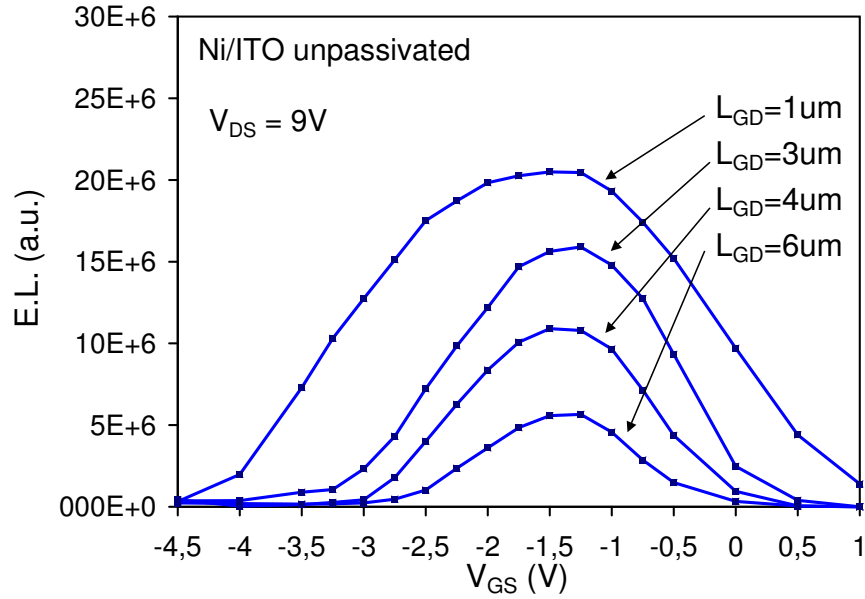
Per quanto riguarda i dispositivi non passivati con gate in *Ni/ITO* non si è trovata una cella con tutti e sei i campioni funzionanti, si è proceduto quindi alla caratterizzazione nel DIE *R3C7* dei dispositivi D1 ($L_{GD} = 6\mu m$), D3 ($L_{GD} = 4\mu m$), D4 ($L_{GD} = 3\mu m$), D6 ($L_{GD} = 1\mu m$). Nel seguito si riportano quindi i grafici ricavati dalle misure effettuate su questi dispositivi; in figura 4.18 è presentata, innanzitutto, la caratterizzazione DC di uno dei dispositivi misurati, in particolare si tratta del campione *R3C7_D3* avente le seguenti dimensioni: $W_G = 150\mu m$, $L_G = 0.7\mu m$, $L_{GS} = 0.5\mu m$ e $L_{GD} = 4\mu m$.



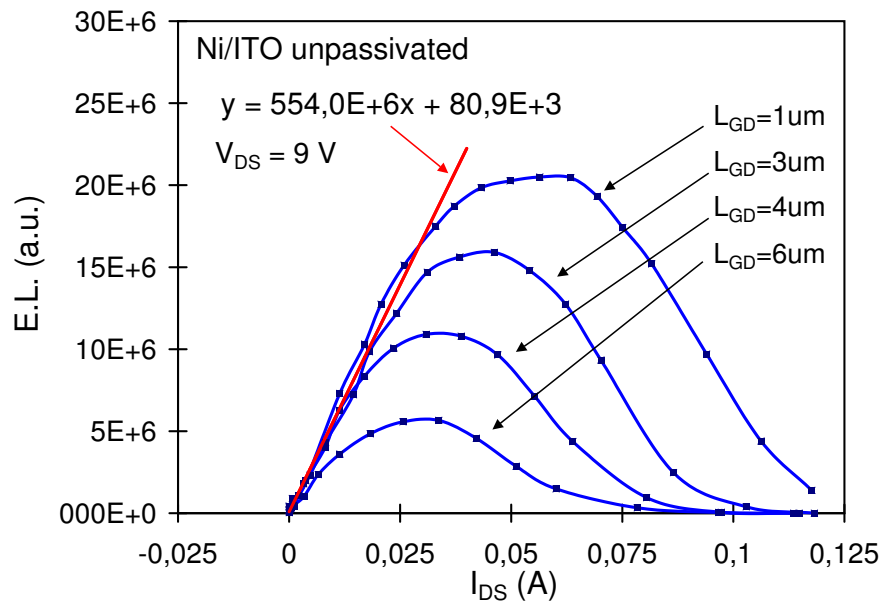
(a) Caratteristica I-V del diodo gate source.

(b) Caratteristica di uscita con V_{GS} da $-6V$ a $1V$ (step $0.7V$).(c) Transcaratteristica con V_{DS} da $0.1V$ a $0.9V$ (step $0.2V$).(d) Transcaratteristica con V_{DS} da $1V$ a $4V$ (step $1V$).(e) Transcaratteristica con V_{DS} da $6V$ a $10V$ (step $2V$).(f) Resistenze di source e drain per V_{GS} da $1.4V$ a $1.6V$.Figura 4.18: Caratterizzazione DC del dispositivo *R3C7_D3*.

Vengono in seguito riportate le misure di elettroluminescenza effettuate su questo tipo di dispositivi. Si può notare come a differenza delle immagini sui dispositivi passivati, sui dispositivi non passivati si ha un'emissione a "spot" e non continua; questo è sintomo di una non uniformità di emissione da parte dei campioni non passivati. I grafici sono riportati nello stesso ordine del paragrafo precedente quindi: diagrammi a campana (figura 4.19), emissione in funzione di V_{DS} (figura 4.20) e i confronti in funzione delle L_{GD} disponibili sul DIE (figure 4.21, 4.22 e 4.23).



(a) n°fotoni in funzione di V_{GS} per i dispositivi del DIE *R3C7*.



(b) n°fotoni in funzione di I_{DS} per i dispositivi del DIE *R3C7*.

Figura 4.19: Diagrammi a campana relativi ai dispositivi del DIE *R3C7*.

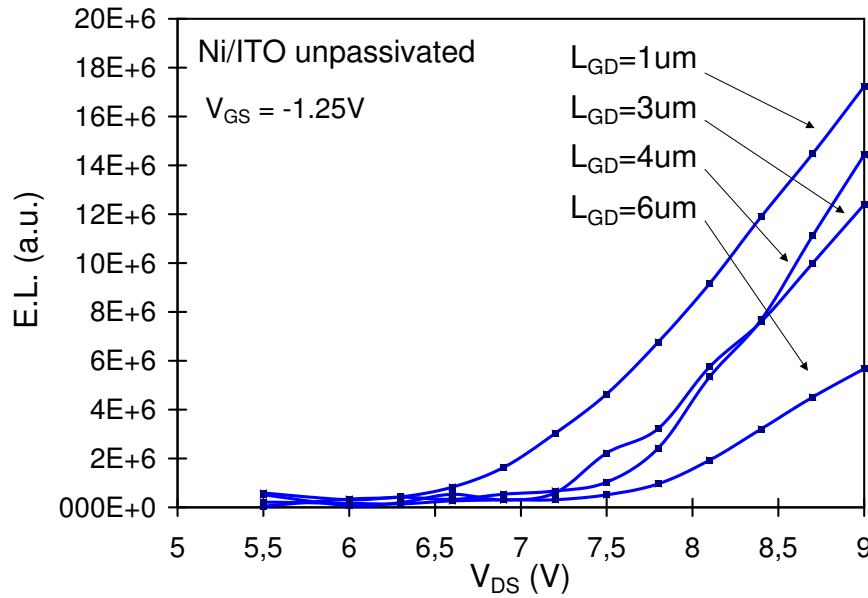


Figura 4.20: n°fotoni in funzione di V_{DS} ($V_{GS} = 1V$) per i dispositivi del DIE *R3C7*.

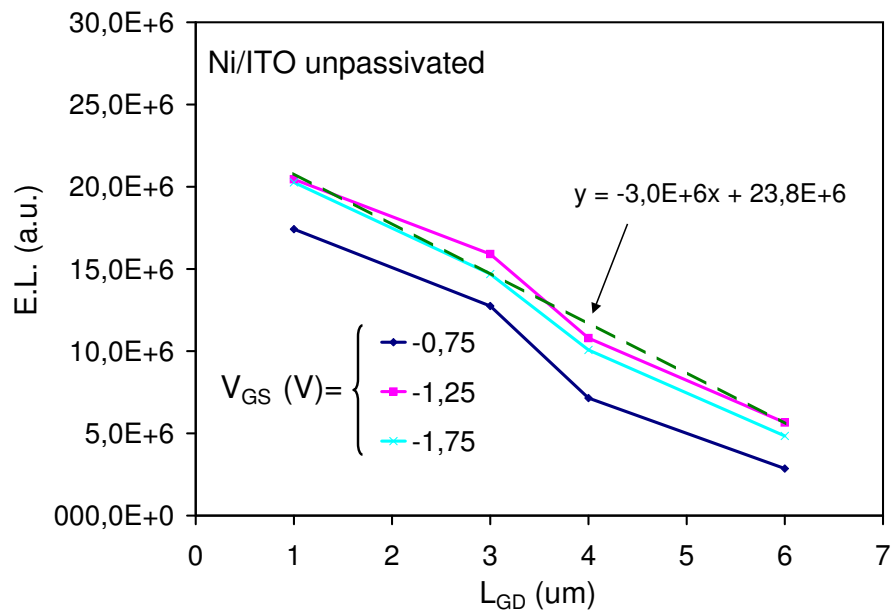


Figura 4.21: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per diverse V_{GS} ($V_{DS} = 9V$) per i campioni del DIE *R3C7*.

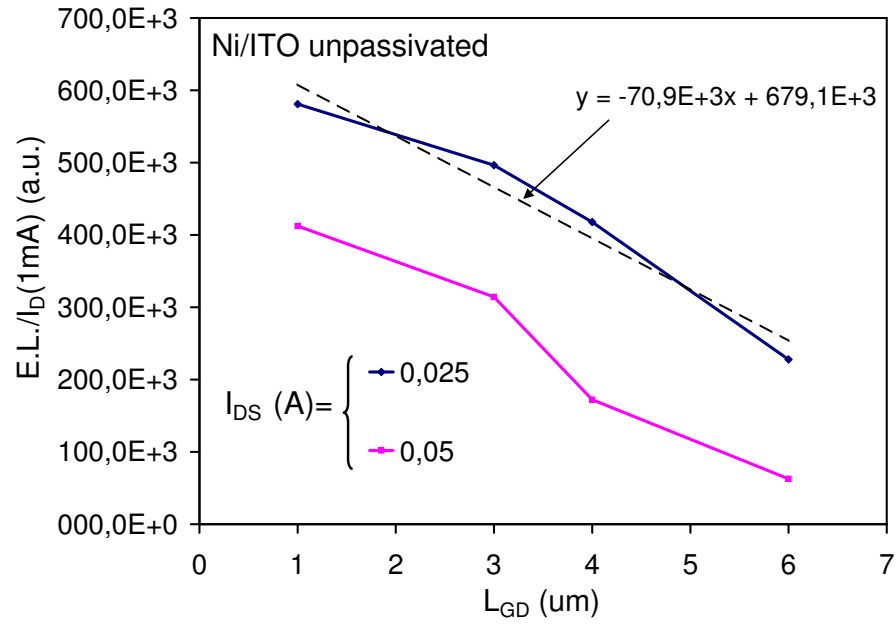


Figura 4.22: Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per diverse I_{DS} per i campioni del DIE *R3C7*.

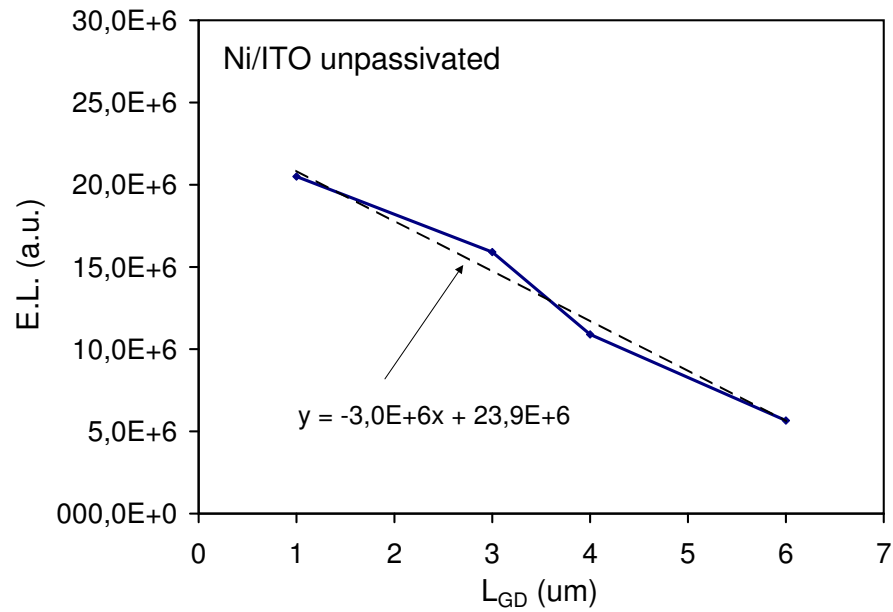


Figura 4.23: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi del DIE *R3C7*.

Vengono di seguito riportate le immagini di emissione: in figura 4.24 si possono vedere le immagini dell'emissione dei quattro dispositivi del DIE *R3C7* nelle medesime condizioni di polarizzazione, cioè intorno alle loro condizioni di massima emissione ($V_{GS} = -1.25V$ e $V_{DS} = 9V$). In figura 4.25 vengono riportate le immagini di emissione del dispositivo *R3C7_D6* per $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile, cioè quelle salvate durante la misura del diagramma a campana. Nelle figura 4.17, infine, le immagini riguardano quelle salvate durante la misure effettuate per graficare l'intensità di emissione luminosa in funzione di V_{DS} ($V_{GS} = -1.25V$ e V_{DS} variabile), sempre per il dispositivo *D6*. Il tempo di emissione scelto per questo tipo di dispositivi è stato $10s$.

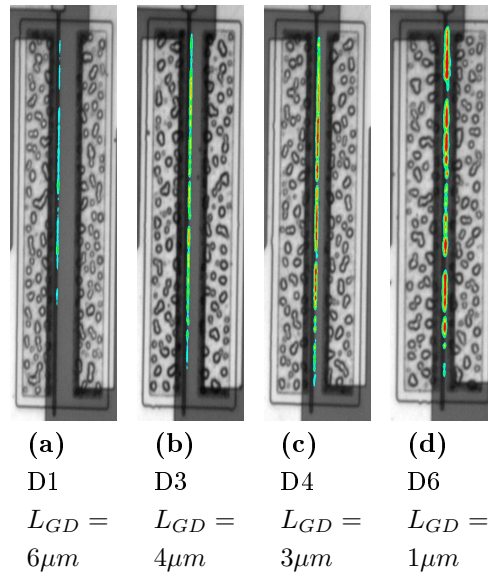


Figura 4.24: Immagini di emissione dei dispositivi del DIE *R3C7* nelle condizioni di massima emissione.

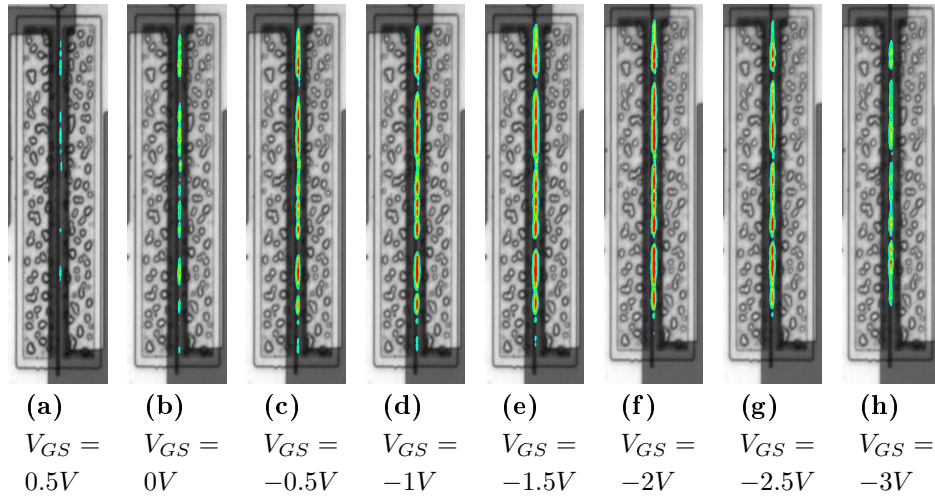


Figura 4.25: Immagini di emissione del dispositivo *R3C7_D6* a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.

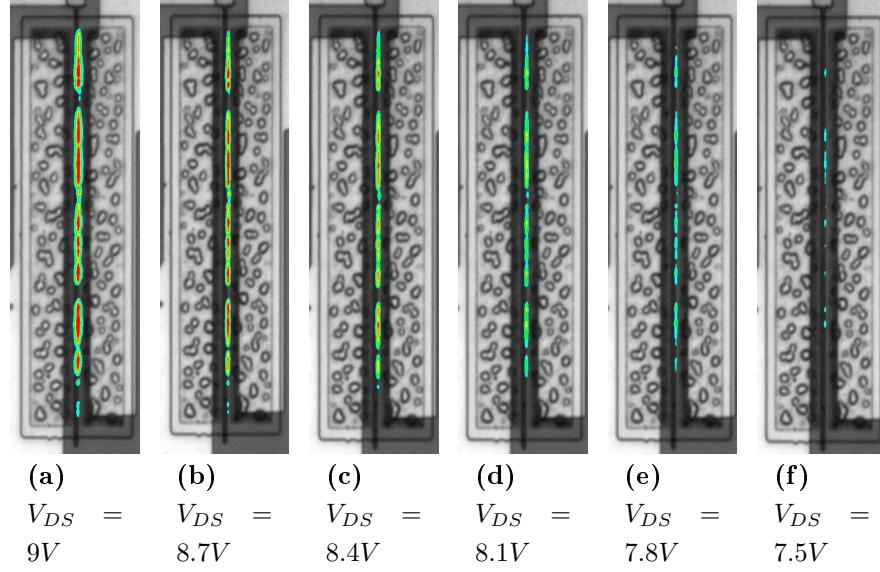
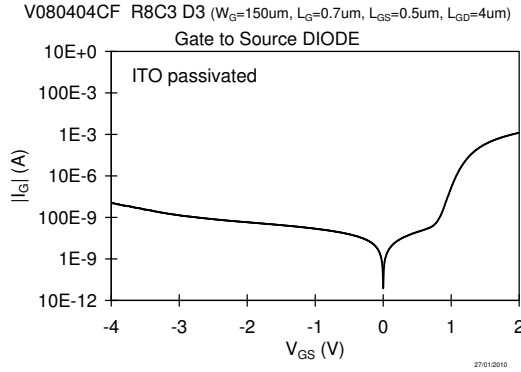


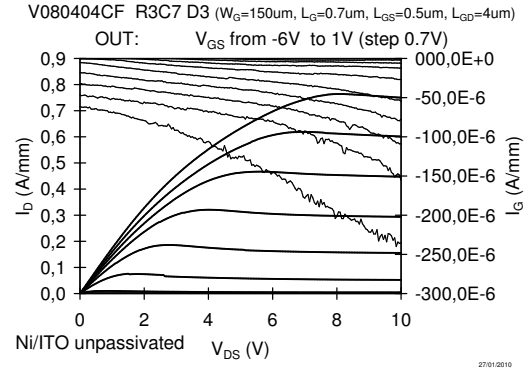
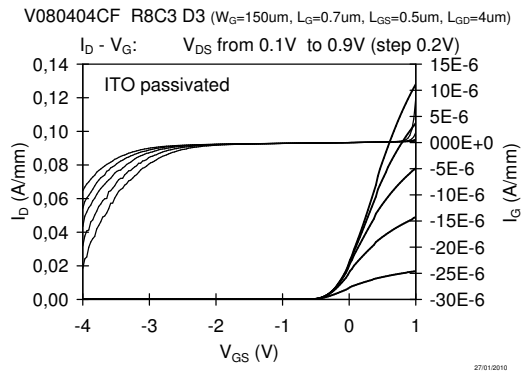
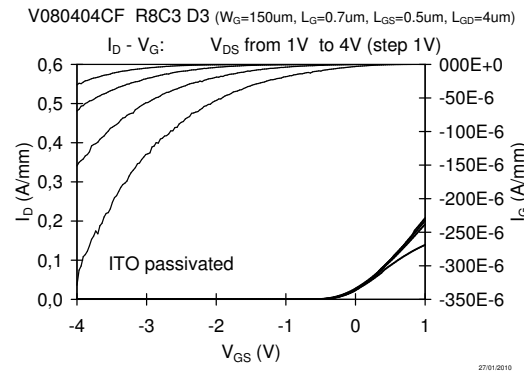
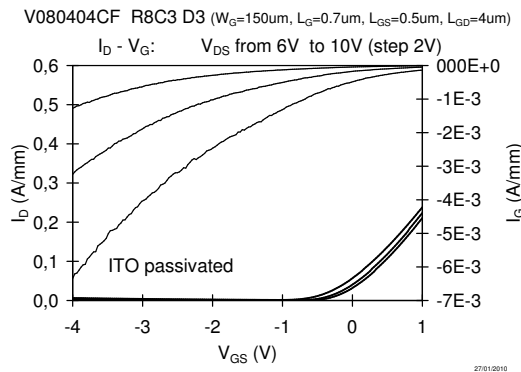
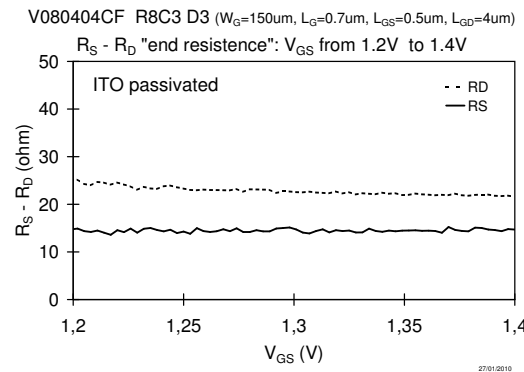
Figura 4.26: Immagini di emissione del dispositivo *R3C7_D6* a $V_{GS} = -1.25V$ e V_{DS} variabile.

4.2.3 Campioni in ITO passivati

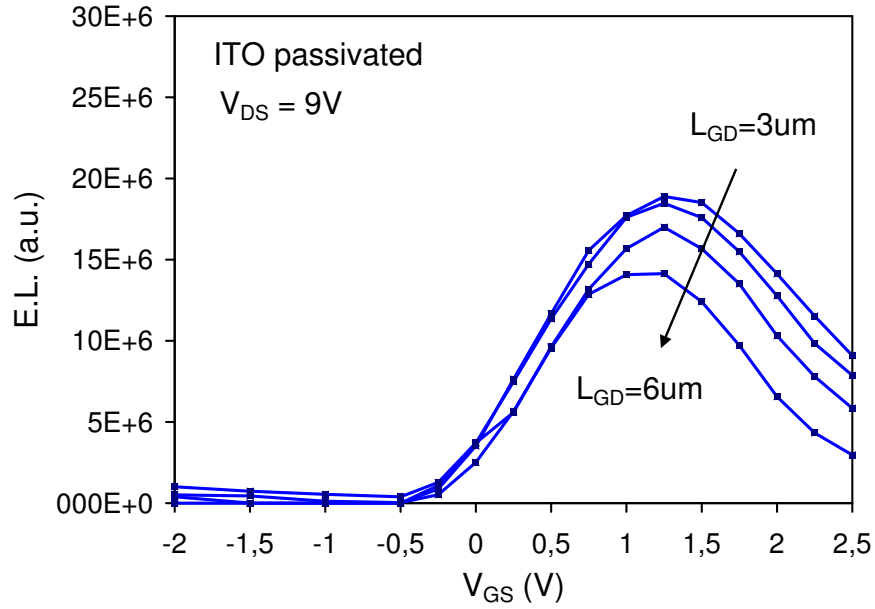
Anche per quanto riguarda i dispositivi passivati con gate in *ITO* non si è trovata una cella con tutti e sei i campioni funzionanti, si è proceduto quindi alla caratterizzazione nel DIE *R8C3* dei dispositivi D1 ($L_{GD} = 6\mu m$), D2 ($L_{GD} = 5\mu m$), D3 ($L_{GD} = 4\mu m$), D4 ($L_{GD} = 3\mu m$). Nel seguito si riportano quindi i grafici ricavati dalle misure effettuate su questi dispositivi; in figura 4.27 è presentata, innanzitutto, la caratterizzazione DC di uno dei dispositivi misurati, in particolare si tratta del campione *R3C7_D3* avente le seguenti dimensioni: $W_G = 150\mu m$, $L_G = 0.7\mu m$, $L_{GS} = 0.5\mu m$ e $L_{GD} = 4\mu m$.



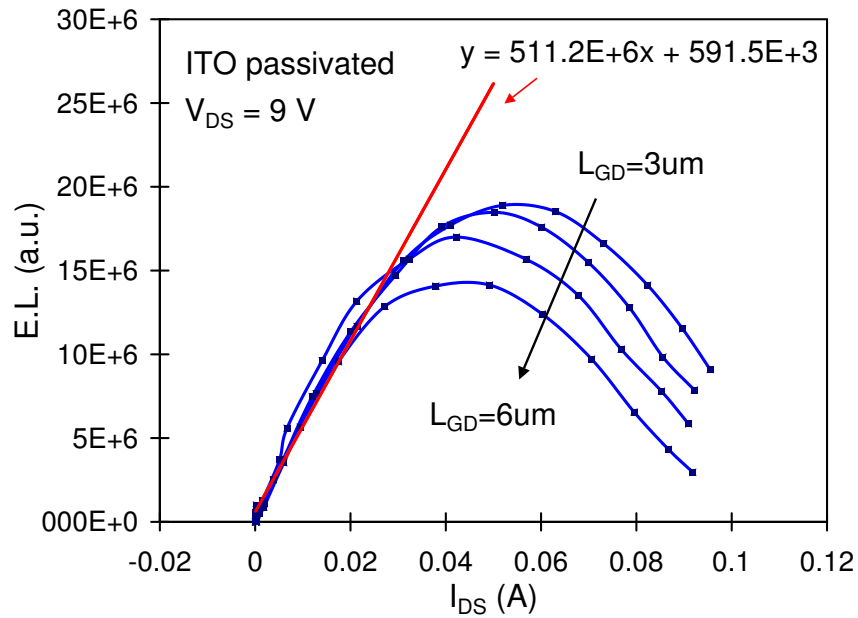
(a) Caratteristica I-V del diodo gate source.

(b) Caratteristica di uscita con V_{GS} da $-4V$ a $1V$ (step $0.5V$).(c) Transcaratteristica con V_{DS} da $0.1V$ a $0.9V$ (step $0.2V$).(d) Transcaratteristica con V_{DS} da $1V$ a $4V$ (step $1V$).(e) Transcaratteristica con V_{DS} da $6V$ a $10V$ (step $2V$).(f) Resistenze di source e drain per V_{GS} da $1.2V$ a $1.4V$.Figura 4.27: Caratterizzazione DC del dispositivo *R8C3_D3*.

Vengono in seguito riportate le misure di elettroluminescenza effettuate su questo tipo di dispositivi. I grafici sono riportati nello stesso ordine del paragrafo precedente quindi: diagrammi a campana (figura 4.28), emissione in funzione di V_{DS} (figura 4.29) e i confronti in funzione delle L_{GD} disponibili sul DIE (figure 4.30, 4.31 e 4.32).



(a) n°fotoni in funzione di V_{GS} per i dispositivi del DIE *R8C3*.



(b) n°fotoni in funzione di I_{DS} per i dispositivi del DIE *R8C3*.

Figura 4.28: Diagrammi a campana relativi ai dispositivi del DIE *R8C3*.

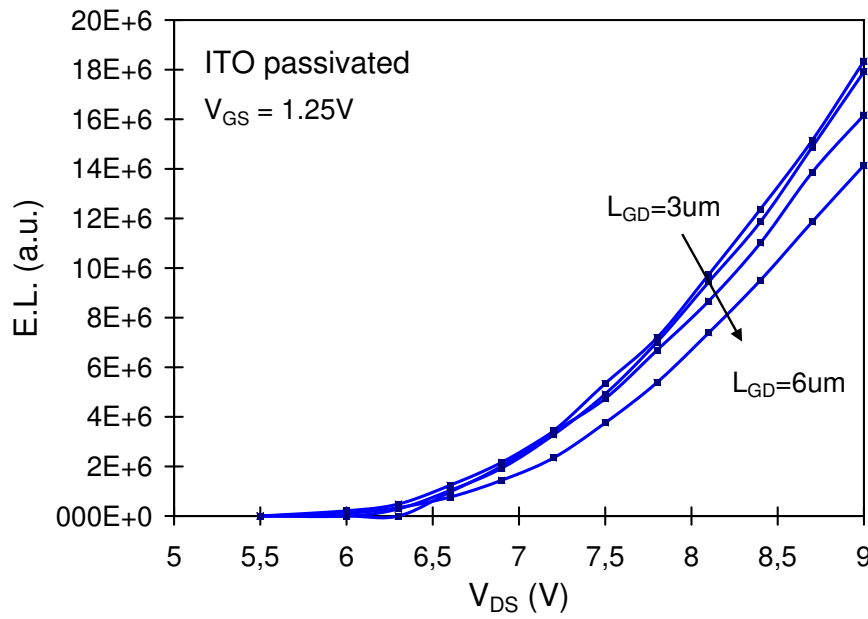


Figura 4.29: n°fotoni in funzione di V_{DS} ($V_{GS} = 1.25V$) per i dispositivi del DIE R8C3.

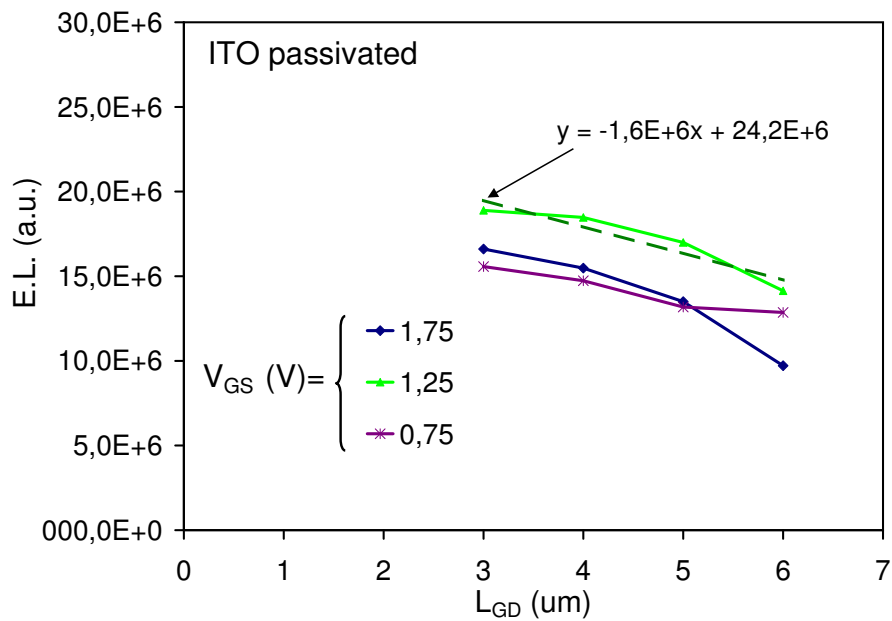


Figura 4.30: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per diverse V_{GS} ($V_{DS} = 9V$) per i campioni del DIE R8C3.

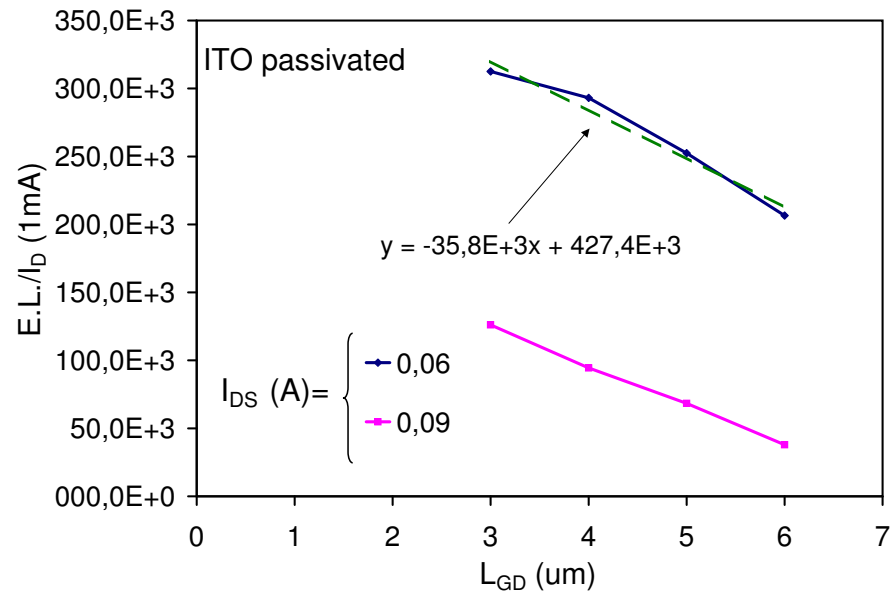


Figura 4.31: Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per diverse I_{DS} per i campioni del DIE *R8C3*.

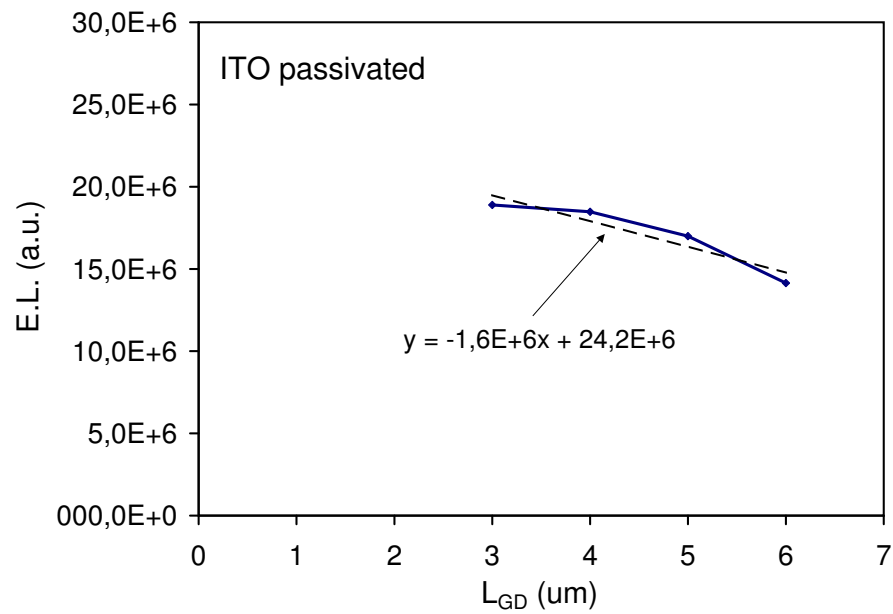


Figura 4.32: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi del DIE *R8C3*.

Vengono di seguito riportate le immagini di emissione: in figura 4.33 si possono vedere le immagini dell'emissione dei quattro dispositivi del DIE *R8C3* nelle medesime condizioni di polarizzazione, cioè intorno alle loro condizioni di massima emissione ($V_{GS} = 1.25V$ e $V_{DS} = 9V$). In figura 4.34 vengono riportate le immagini di emissione del dispositivo *R8C3_D4* per $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile, cioè quelle salvate durante la misura del diagramma a campana. Nelle figura 4.35, infine, le immagini riguardano quelle salvate durante la misure effettuate per graficare l'intensità di emissione luminosa in funzione di V_{DS} ($V_{GS} = 1.25V$ e V_{DS} variabile), sempre per il dispositivo *D4*. Il tempo di emissione scelto per questo tipo di dispositivi è stato $10s$.

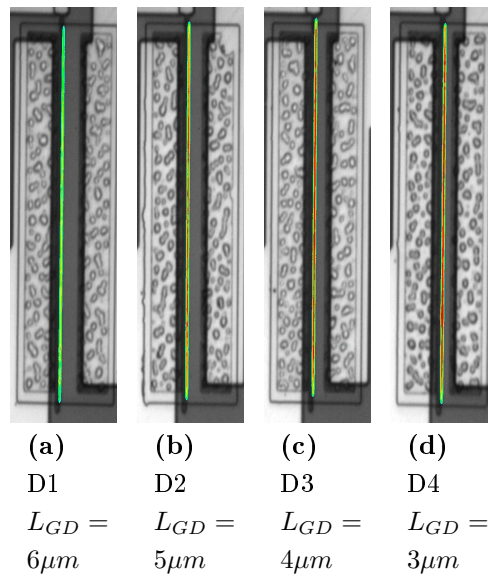


Figura 4.33: Immagini di emissione dei dispositivi del DIE *R8C3* nelle condizioni di massima emissione.

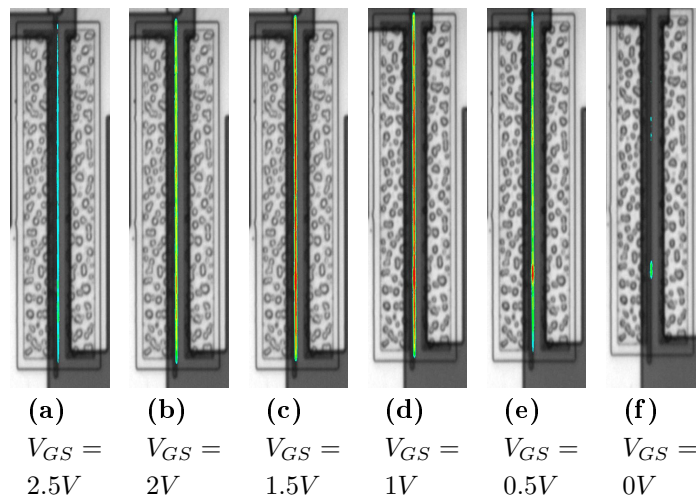


Figura 4.34: Immagini di emissione del dispositivo *R8C2_D4* a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.

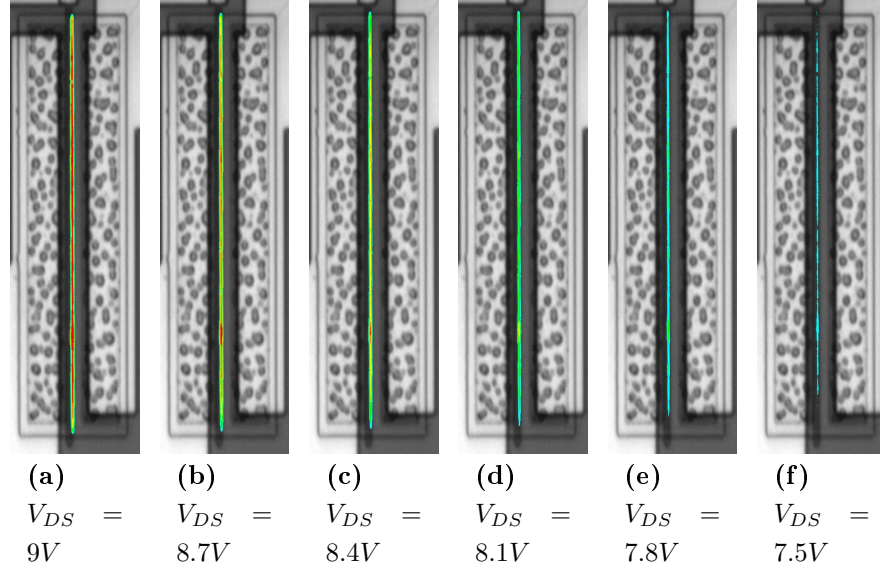


Figura 4.35: Immagini di emissione del dispositivo *R8C3_D4* a $V_{GS} = 1.25V$ e V_{DS} variabile.

4.2.4 Campioni in ITO non passivati

I dispositivi non passivati presentano un’emissione non uniforme ed effettuare questo tipo di misure su questi campioni sembra degradare i dispositivi stessi risultando quindi la misura difficilmente ripetibile ed ottenendo quindi risultati non sempre affidabili. Per questo motivo la serie di misure fatta sugli altri tipi di dispositivi non è stata effettuata sui campioni non passivati con gate in *ITO*. L’unica prova fatta è stata la misura della “campana” su tre dispositivi del DIE *R3C5*, in particolare dei dispositivi D1 ($L_{GD} = 6\mu m$), D3 ($L_{GD} = 4\mu m$), D6 ($L_{GD} = 1\mu m$). Come si vede dal grafico in figura 4.36, in effetti, questi dispositivi sono caratterizzati da un’emissione non uniforme.

4.2.5 Campioni in Ni/Au/Ni

Per quanto riguarda i dispositivi con stack di gate in *Ni/Au/Ni* non sono state viste relazioni particolari che leghino il fenomeno dell’emissione di fotoni con le geometrie dei dispositivi analizzati (in particolare con L_{GD}) come si può vedere in figura 4.37. Questa è la conferma del fatto che effettivamente l’uso di dispositivi con gate in *ITO*, con la loro trasparenza, sia una valida soluzione per l’analisi dei fenomeni di emissione nella regione di gate.

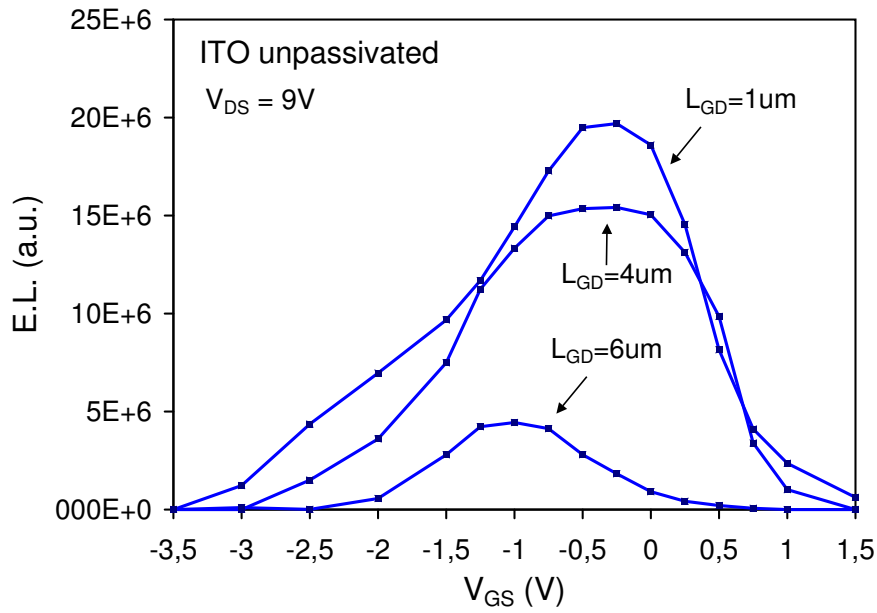


Figura 4.36: n°fotoni in funzione di V_{GS} ($V_{DS} = 9V$) per i dispositivi del DIE R3C5.

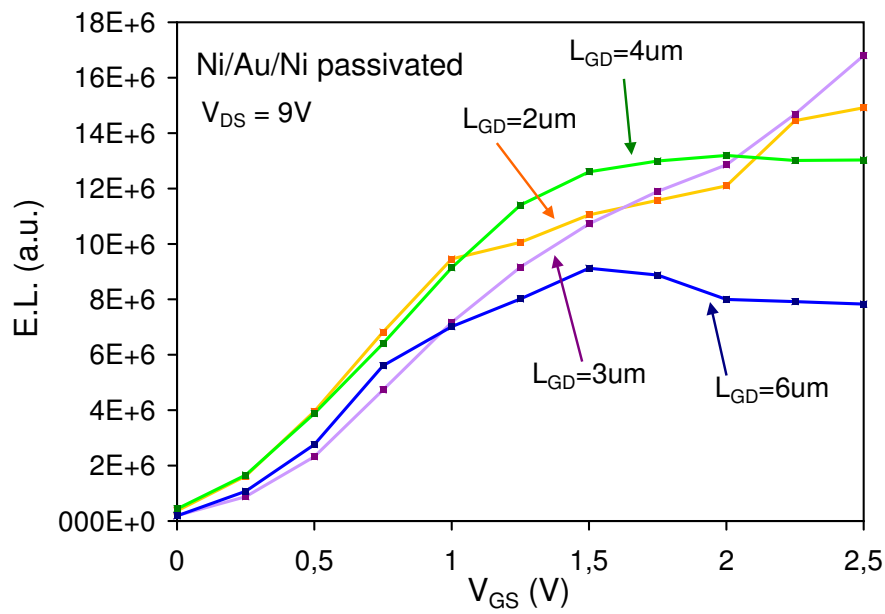


Figura 4.37: n°fotoni in funzione di V_{GS} ($V_{DS} = 9V$) per i dispositivi del DIE R8C1.

4.2.6 Confronti tra tipi diversi

In questo paragrafo si presentano alcuni confronti tra le diverse misure di elettroluminescenza effettuate sui diversi tipi di dispositivi presenti sul wafer analizzato. Le misure sui campioni in Ni/ITO passivati sono state fatte con un tempo di emissione di 12s contrariamente alle altre fatte con un tempo di emissione di 10s. Si è provveduto, quindi, a normalizzare queste misure riferendole tutte ad un tempo di emissione di 10s per ottenere dei confronti accettabili (i dati ottenuti dopo la normalizzazione sono stati comunque verificati con alcune misure). Nei grafici che seguono si possono vedere, appunto, queste comparazioni. In particolare in figura 4.38 sono graficati i diagrammi a “campana” di tre dispositivi con stack di gate di diverso tipo (Ni/ITO passivato, Ni/ITO non passivato e ITO passivato) ma con le medesime geometrie (si tratta dei dispositivi $D4$ quindi con $L_{GD} = 3\mu m$). Si può notare come il dispositivo non passivato abbia un picco di emissione leggermente inferiore a quelli dotati di passivazione, questo picco si presenta inoltre per una tensione V_{GS} sensibilmente inferiore agli altri due, ma questo è dovuto alla differenza nella tensione di soglia V_{TH} tra i diversi dispositivi e quindi ad una diversa tensione di “accensione” tra gli stessi.

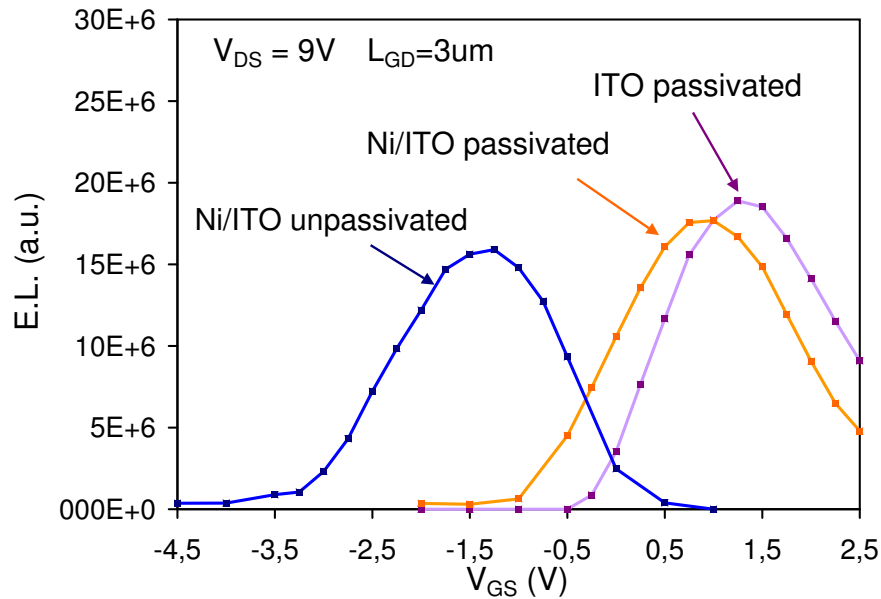


Figura 4.38: n°fotoni in funzione di V_{GS} ($V_{DS} = 9V$) per tre tipi di dispositivi ($L_{GD} = 3\mu m$ per ognuno).

In figura 4.39 è riportato invece il diagramma a “campana” fatto in funzione della corrente I_{DS} per i medesimi dispositivi. In questo grafico si nota un riallineamento del massimo di emissione per i tre dispositivi.

Negli ultimi due grafici di figura 4.40 e 4.41 sono riportati rispettivamente: l'intensità di emissione normalizzata alla corrente I_{DS} in funzione di L_{GD} con $I_{DS} = 0.05A$ e l'intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi dei tre diversi tipi ($V_{DS} = 9V$). Si può notare come si

possono maggiormente approssimare ad un andamento lineare le misure fatte su dispositivi dotati di strato di passivazione superficiale. Questo si può spiegare con il fatto che i dispositivi passivati presentano una maggiore uniformità di emissione; dispositivi passivati che si trovano sullo stesso die si comportano in maniera simile tra loro in quanto lo strato di passivazione superficiale “copre” gli stati trappola che altrimenti risulterebbero liberi di accogliere elettroni rendendo il fenomeno di emissione variabile da dispositivo a dispositivo come avviene nei campioni non passivati.

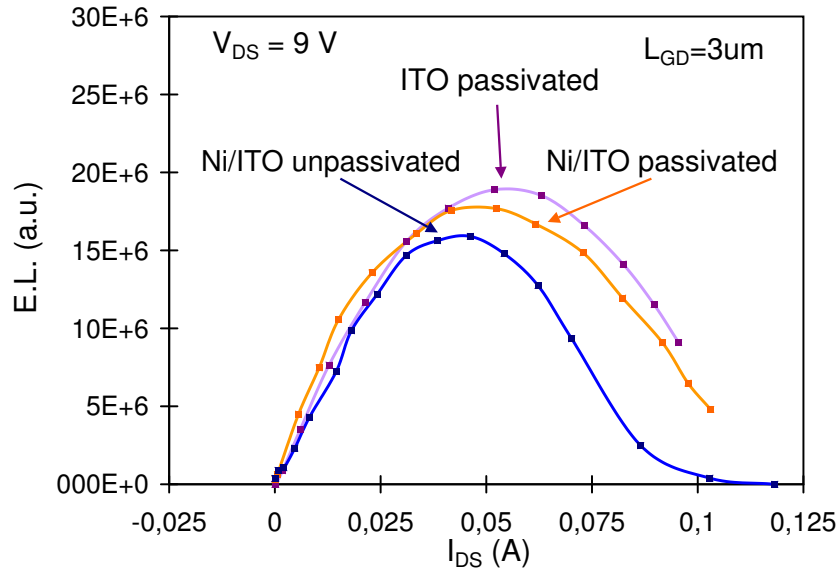


Figura 4.39: n°fotoni in funzione di I_{DS} ($V_{DS} = 9V$) per tre tipi di dispositivi ($L_{GD} = 3\mu m$ per ognuno).

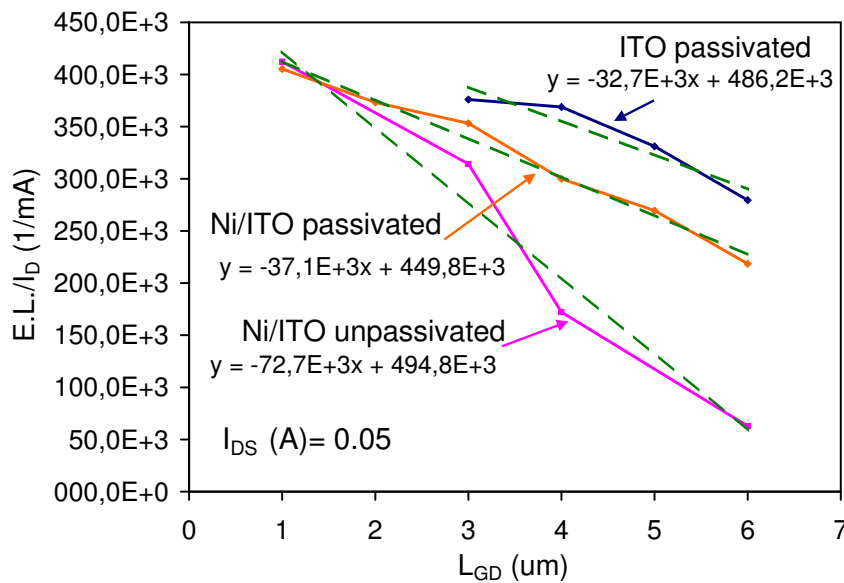


Figura 4.40: Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per $I_{DS} = 0.05A$, $V_{DS} = 9V$ per dispositivi di diverso tipo.

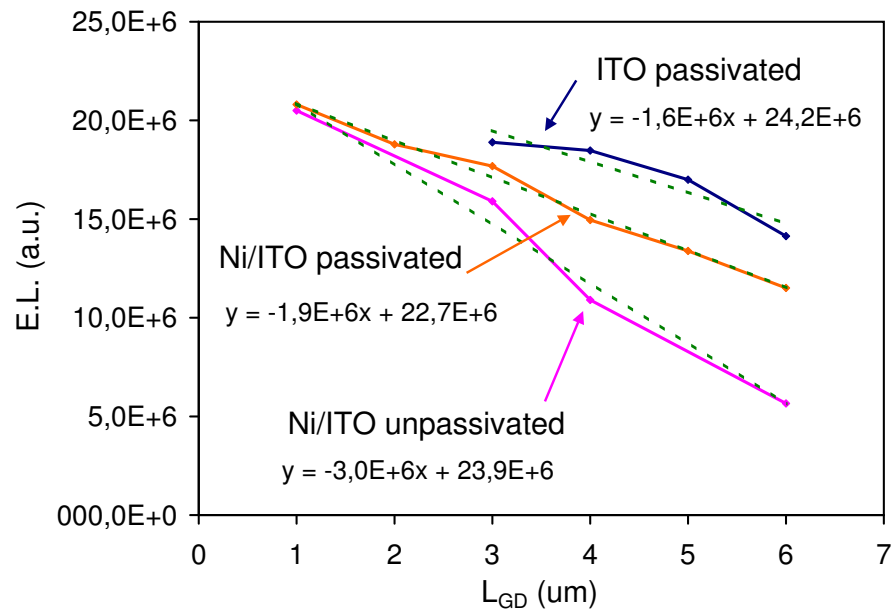


Figura 4.41: Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione ($V_{DS} = 9V$, V_{GS} variabile) per dispositivi di diverso tipo.

Capitolo 5

Misure dinamiche

In questo capitolo vengono descritte le misure dinamiche effettuate su alcuni dispositivi. Tali misure hanno lo scopo principale di identificare la presenza di trappole superficiali, attraverso delle misure impulsive di corrente. In questo modo è possibile identificare fenomeni di calo della corrente associati ad auto-riscaldamento, fenomeni di shift della tensione di soglia e di vedere l'efficacia, in alcuni dispositivi, della passivazione superficiale.

5.1 Setup di misura

Per effettuare queste misure viene utilizzato un setup di misura denominato *Double Pulse*. Il Double Pulse effettua delle misure $I - V$ dinamiche sul campione e si basa sulla contemporanea polarizzazione, attraverso due impulsatori, dei terminali di gate e di drain. Il dispositivo viene cioè polarizzato in un punto di lavoro, detto *baseline* o *quiescent point*, da tale livello, poi, le tensioni di gate e di drain vengono portate, in modo sincrono, ai livelli di tensione voluti per misurare la corrente di drain istantanea (figura 5.1).

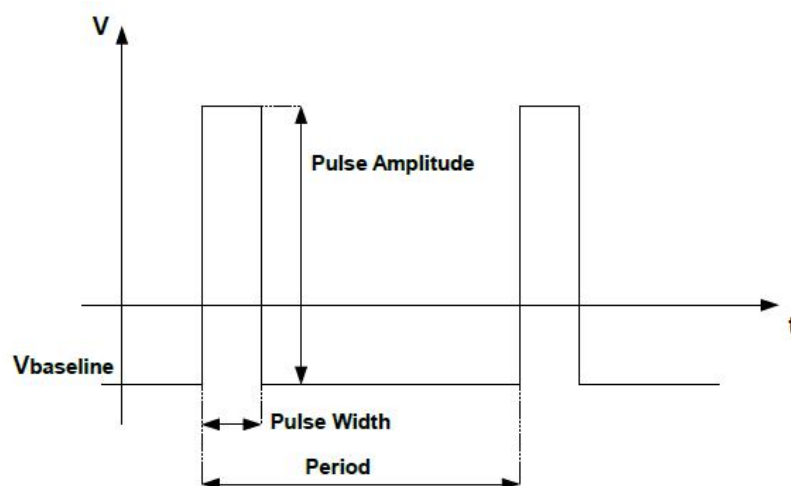


Figura 5.1: Schema di principio di un impulso a partire dalla *baseline*.

Per ottenere la caratteristica di uscita $I_D - V_D$ con questo sistema, si invia al gate un treno di impulsi di uguale ampiezza e durata, con valori di baseline e V_{GS} fissati, e in maniera sincrona al drain un treno di impulsi di ampiezza via via crescente da un minimo a un massimo con passo definito, andando a misurare con un oscilloscopio la tensione V_{DS} tra drain e source. Dalla misura della V_{DS} si può risalire alla corrente nel canale con la seguente formula:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_{LOAD}}$$

Infatti il transistor, per questo tipo di misure, è connesso da amplificatore in classe A, con resistenza di carico $R_{LOAD} = 50\Omega$, come mostrato in figura 5.2. In questo modo si può ricostruire puntualmente la caratteristica di uscita del dispositivo e, cambiando la tensione raggiunta dal gate, è poi possibile ottenere la completa caratterizzazione dinamica. Analogamente è possibile ottenere la transcaratteristica $I_D - V_G$ tenendo però in questo caso fissa l'ampiezza degli impulsi sul drain e aumentando progressivamente quella degli impulsi di gate.

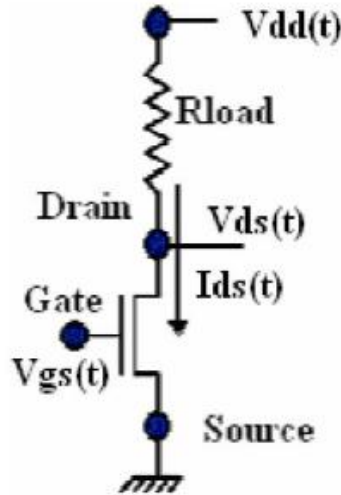


Figura 5.2: Connessione di un HEMT nel setup di misura Double Pulse.

Il treno di impulsi utilizzato sia al drain che al gate, è costituito da una successione di impulsi rettangolari di ampiezza diversa, e di periodo e duty-cycle definibili; nel nostro caso $T = 100\mu s$ e $\delta = 1\mu s$. Per sincronizzare il sistema, l'impulso di gate è leggermente più grande dell'impulso al drain per evitare la sovrapposizione dei fronti o casi in cui la tensione di drain salga prima del gate.

Il sistema Double Pulse è un'alternativa *home made* a sistemi di caratterizzazione dinamica commerciali DIVA (*Dynamic IV Analyzer*). I sistemi DIVA però differiscono rispetto a questo per il fatto che posso gestire solo un singolo impulso alla volta tenendo a tensione fissa l'altro terminale. La possibilità di fornire impulsi sia al gate che al drain limita l'influenza sulla misura di fenomeni di autoriscaldamento e permette di avere una certa libertà nella scelta delle baseline, il

Double Pulse ha però lo svantaggio di non permettere la variazione della resistenza di carico.

Le misure sono state effettuate in una *probe station Karl Suss* (figura 5.3) con due micro-punte RF per connettere il dispositivo.

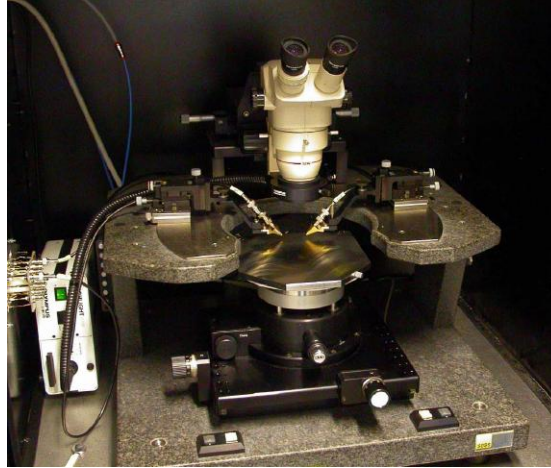


Figura 5.3: Probe station Karl Suss.

Ciascuna punta si presenta come un piccolissimo tridente che serve per connettere contemporaneamente 3 pad: su quello centrale il gate (a sinistra) o il drain (a destra), mentre le altre due punte sono collegate al source. La connessione del dispositivo avviene attraverso due micro-manipolatori che muovono le micropunte, controllati attraverso un microscopio presente all'interno della probe-station. Le punte sono poi collegate a dei cavi triassiali che portano il segnale all'esterno della probe stessa dove secondo lo schema di figura 5.4 si collegano due impulsatori *HP8110A*, *HP8114A* e un oscilloscopio *Tektronix TD654C*.

Il segnale di gate, fornito dall'impulsatore *HP8110A*, è usato come trigger per l'oscilloscopio e per il secondo impulsatore *HP8114A* garantendo così una perfetta sincronizzazione tra gli strumenti. La tensione V_{DD} è fornita dall'impulsatore *HP8114A* mentre l'oscilloscopio misura V_{GS} , V_{DD} e V_{DS} . Tutti gli strumenti sono collegati tramite cavo *GP - IB* ad un PC che controlla la misura utilizzando un programma realizzato in LabView. Sono impostabili le baseline il duty cycle degli impulsi e il periodo di ripetizione.

5.2 Risultati ottenuti

Dalla misura dinamiche vengono estratti i seguenti grafici caratteristici del funzionamento di ogni dispositivo:

- out: I_D valutata per V_{DS} da 0V a 10V al crescere di V_{GS} da una tensione V_P a 1V (step 0.5V), dove $V_P < V_{TH}$;
- transcaratteristica: I_D valutata in funzione di V_{GS} con V_{DS} costante;

- transconduttanza: g_m valutata in funzione di V_{GS} con V_{DS} costante.

I valori in corrente sono tutti riportati in A/mm e le transconduttanze in S/mm .
Le misure sono tutte state effettuate con 3 baseline diverse:

1. condizione di canale aperto e drain a tensione nulla,
curva blu: $(V_{G-bl}; V_{D-bl}) = (0V; 0V)$;
2. condizione di canale chiuso e drain a tensione nulla,
curva verde: $(V_{G-bl}; V_{D-bl}) = (-4V; 0V)$;
3. condizione di canale aperto e drain a tensione di saturazione,
curva rossa: $(V_{G-bl}; V_{D-bl}) = (-4V; 10V)$.

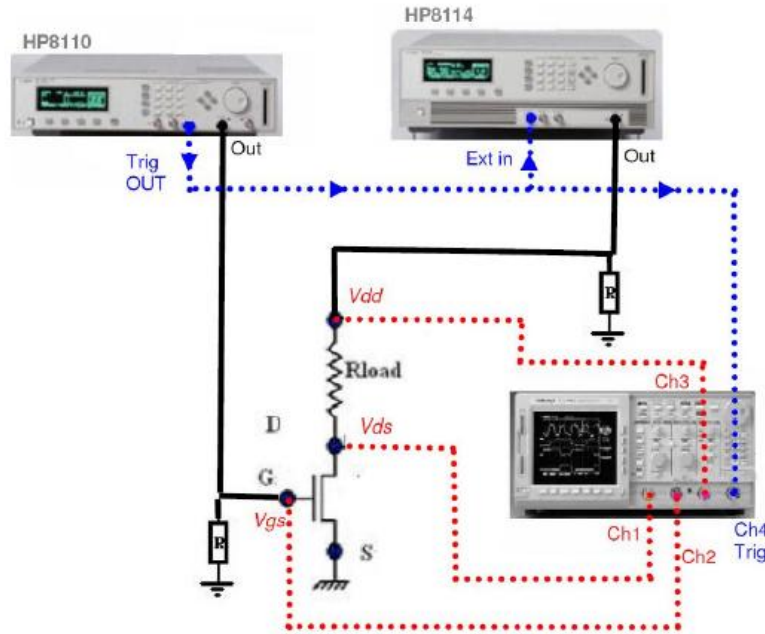


Figura 5.4: Rappresentazione schematica del setup di misura Double Pulse.

Per confrontare le caratteristiche dinamiche dei dispositivi è stato estratto un parametro definito *Slump Ratio*, che tiene conto della compressione della corrente indotta dalla presenza delle trappole superficiali. Il parametro è calcolato in questo modo:

$$S.R. = \frac{I_{DSS0-(V_{G-bl}=-4V, V_{D-bl}=10V)}}{I_{DSS0-(V_{G-bl}=0V, V_{D-bl}=0V)}} \quad (V_{GS} = 1V \quad V_{DS} = 5V)$$

Per valori alti di S.R. (tendenti a 1) il *current compression* è molto ridotto, in quanto non si notano fenomeni di gate virtuale che limitano le massima corrente di uscita; per vari tendenti allo 0, il *current compression* è molto più accentuato date le forti riduzioni di corrente nella seconda e terza *baseline*, indice della presenza di trappole superficiali riempite che creano un gate virtuale e chiudono parzialmente il canale.

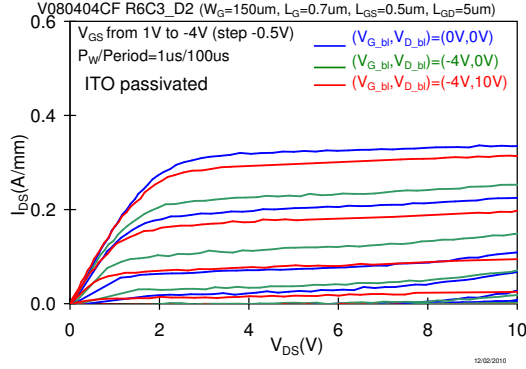
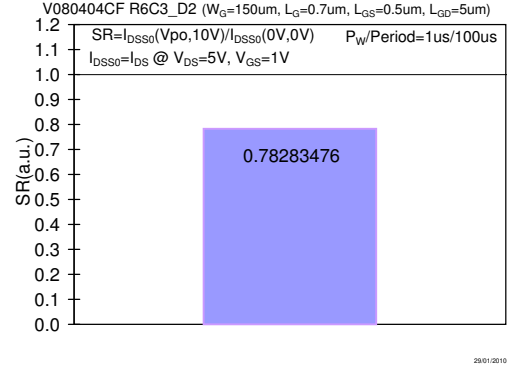
Nelle misure effettuate sono stati testati quattro tipi di dispositivi: due con gate in *ITO* (passivato e non passivato) e due con gate in *Ni/Au/Ni* (passivato e non passivato).

5.2.1 Campioni in ITO

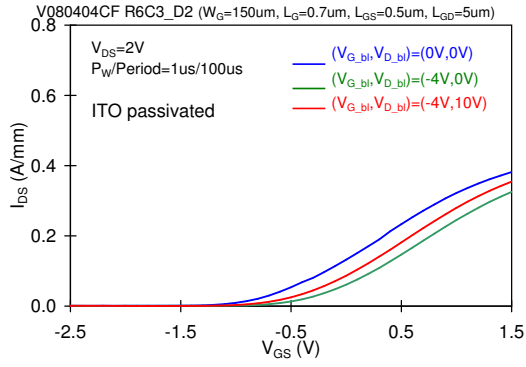
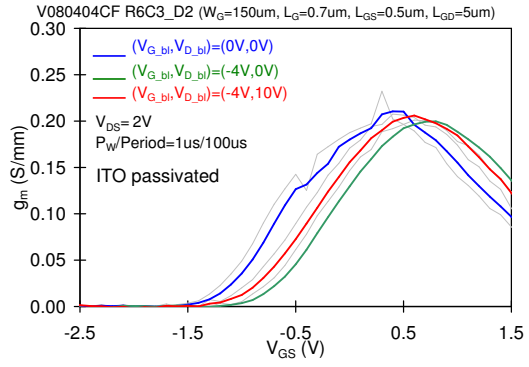
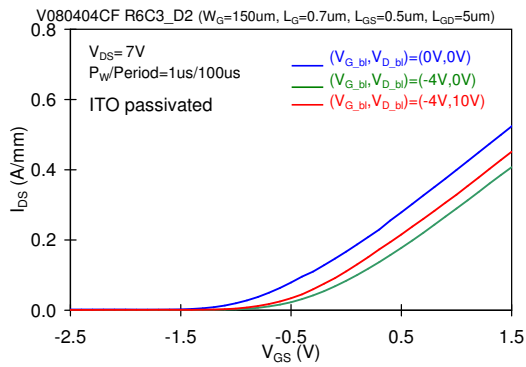
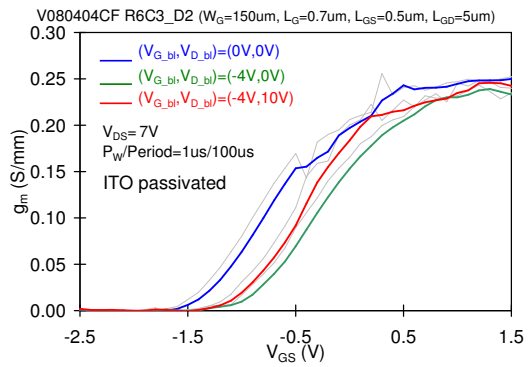
È stato testato un dispositivo dotato di stato di passivazione superficiale (*R6C3_D2*) e uno senza (*R2C3_D4*). Di seguito si riportano i grafici ottenuti; vengono presentate le caratteristiche di uscita nelle condizioni già spiegate prima, la rappresentazione grafica dello *Slump Ratio* e i grafici delle transcaratteristiche e delle transconduttanze valutate per due diverse tensioni V_{DS} ($V_{DS} = 2V$: dispositivi in zona di “ginocchio” e $V_{DS} = 7V$: dispositivi in zona di saturazione).

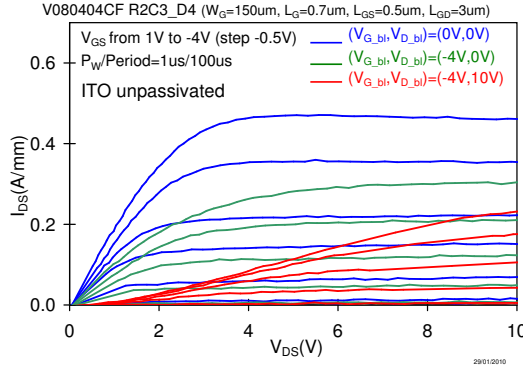
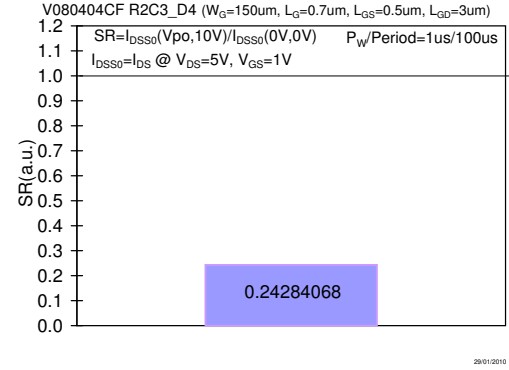
Considerazioni

Dall’analisi dei dispositivi testati è chiaramente visibile la dispersione della transconduttanza e il fenomeno del *current compression*, cioè il calo della corrente, nel dispositivo non passivato; questa diminuzione è tuttavia presente, anche se in modo lieve nel campione passivato, come si può vedere dal valore di *Slump Ratio*, molto più accentuata è invece nel caso del campione non passivato che presenta un valore di *Slump Ratio* prossimo allo zero; il *current compression* è qui molto più accentuato date le forti riduzioni di corrente nella seconda e terza baseline, indice della presenza di trappole superficiali riempite che creano un gate virtuale e chiudono parzialmente il canale. Tuttavia la caratterizzazione dinamica su questi dispositivi rivela un altro effetto: lo shift della tensione di soglia in entrambi i campioni. Quando la misura viene fatta a partire da una *baseline* diversa da quella di riferimento ($V_{G-bl}; V_{D-bl}$) = (0V; 0V) (curva blu) si nota questo spostamento che è da attribuire alla presenza di trappole all’interfaccia gate in ITO e strato *AlGaIn*, queste trappole catturano la carica quando il gate è polarizzato con tensione negativa e questo spiega lo shift di tensione a partire dalla seconda e terza *baseline*.

(a) Caratteristica dinamica di uscita $I_D - V_D$.

(b) Slump Ratio.

(c) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 2V$.(d) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 2V$.(e) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 7V$.(f) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 7V$.**Figura 5.5:** Caratterizzazione dinamica del dispositivo *R6C3_D2* ITO passivato.

(a) Caratteristica dinamica di uscita $I_D - V_D$.

(b) Slump Ratio.

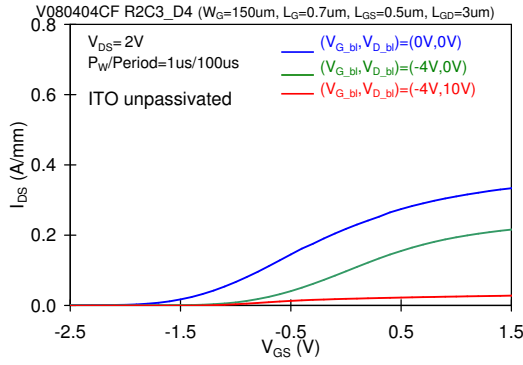
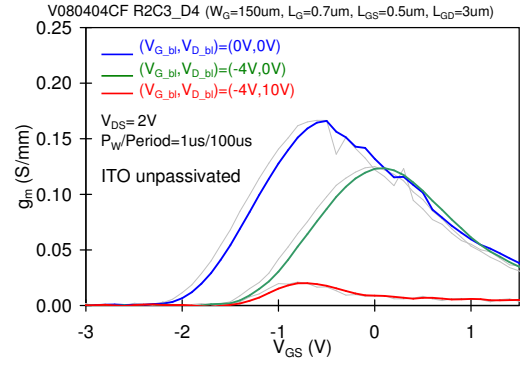
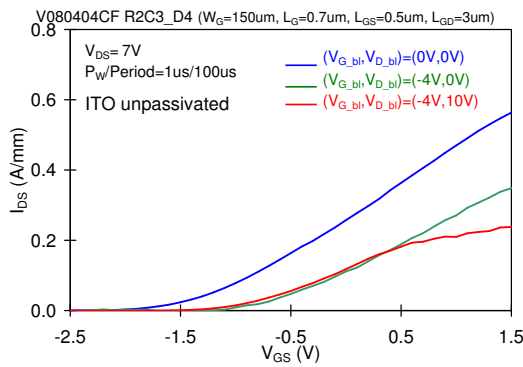
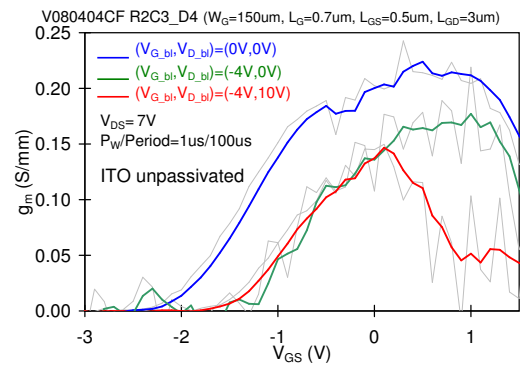
(c) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 2V$.(d) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 2V$.(e) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 7V$.(f) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 7V$.

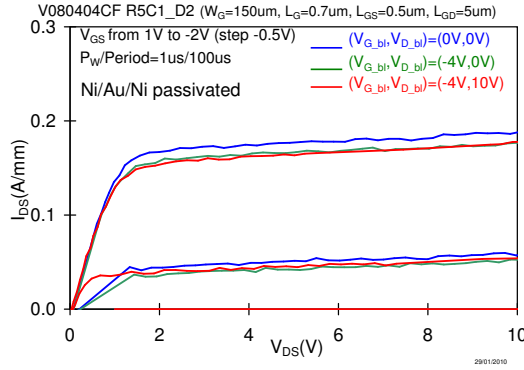
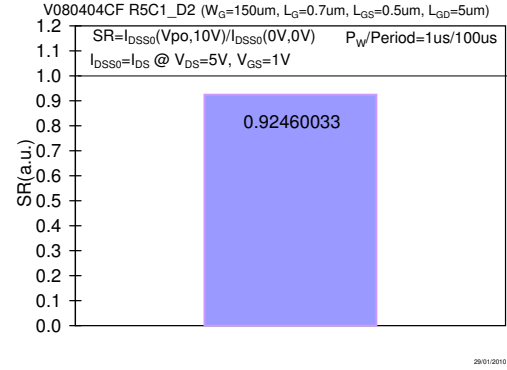
Figura 5.6: Caratterizzazione dinamica del dispositivo *R2C3_D4* *ITO* non passivato.

5.2.2 Campioni in Ni/Au/Ni

Anche in questo caso è stato testato un dispositivo dotato di stato di passivazione superficiale (il *R5C1_D2*) e uno senza (il *R3C1_D1*). Di seguito si riportano i grafici ottenuti; vengono presentate le caratteristiche di uscita nelle condizioni già spiegate prima, la rappresentazione grafica dello *Slump Ratio* e i grafici delle transcaratteristiche e delle transconduttanze valutate per due diverse tensioni V_{DS} ($V_{DS} = 2V$: dispositivi in zona di “ginocchio” e $V_{DS} = 7V$: dispositivi in zona di saturazione).

Considerazioni

Dall’analisi dei dispositivi testati non si nota shift della tensione di soglia come si vedeva nei dispositivi con gate in *ITO*; tuttavia anche in questo caso il dispositivo senza strato di passivazione superficiale presenta fenomeno di collasso di corrente. Infatti il campione passivato presenta un valore di *Slump Ratio* maggiore del 90% mentre quello non passivato di circa 67%. Questo fenomeno si può vedere nel campione non passivato anche notando un calo del picco della transconduttanza che può essere letto come una riduzione della conduttività del canale.

(a) Caratteristica dinamica di uscita $I_D - V_D$.

(b) Slump Ratio.

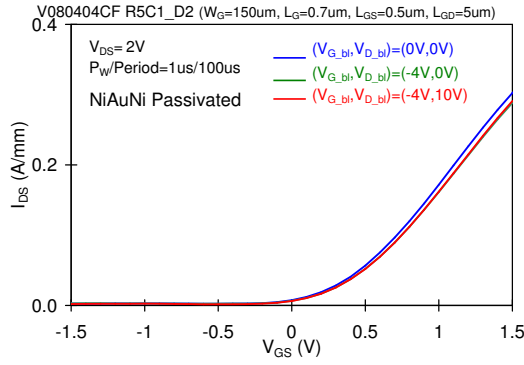
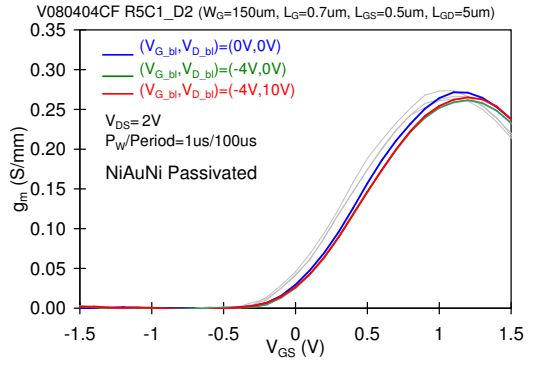
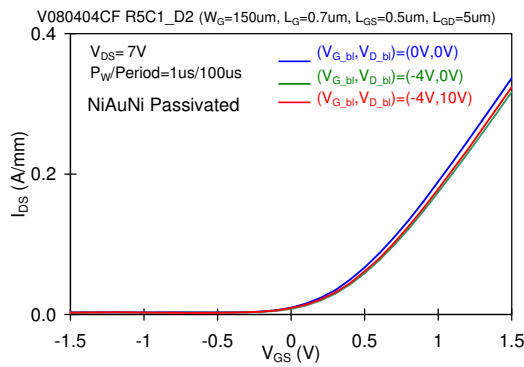
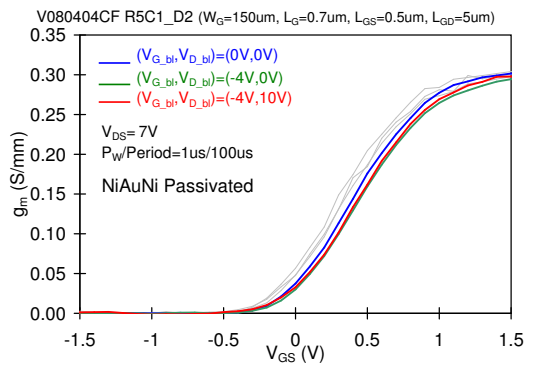
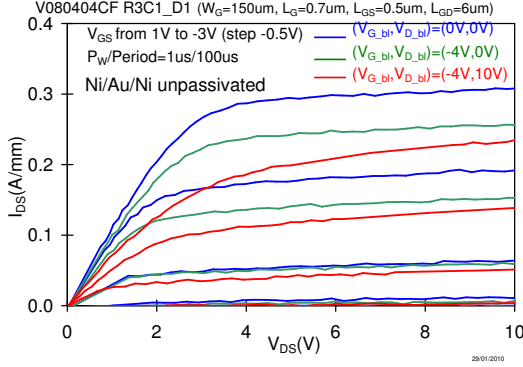
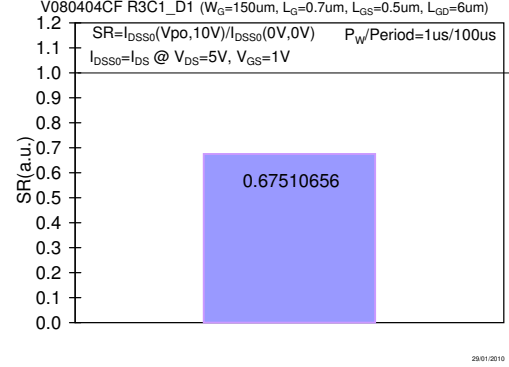
(c) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 2V$.(d) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 2V$.(e) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 7V$.(f) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 7V$.

Figura 5.7: Caratterizzazione dinamica del dispositivo $R5C1_D2$ $Ni/Au/Ni$ passivato.

(a) Caratteristica dinamica di uscita $I_D - V_D$.

(b) Slump Ratio.

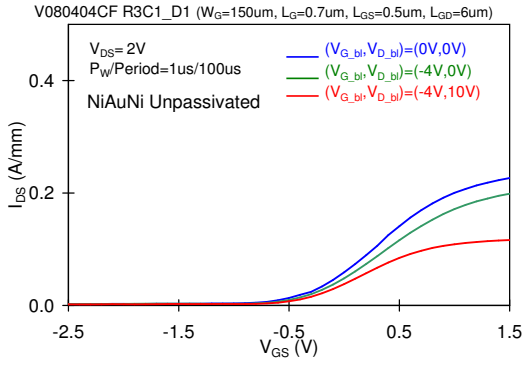
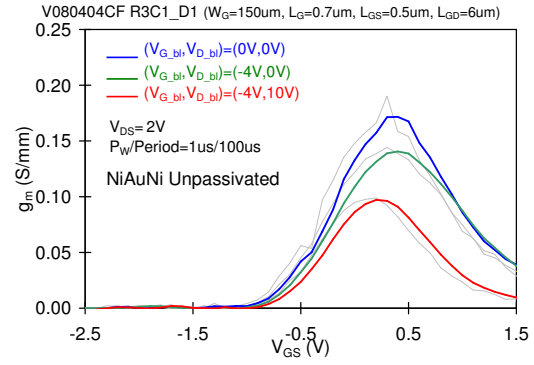
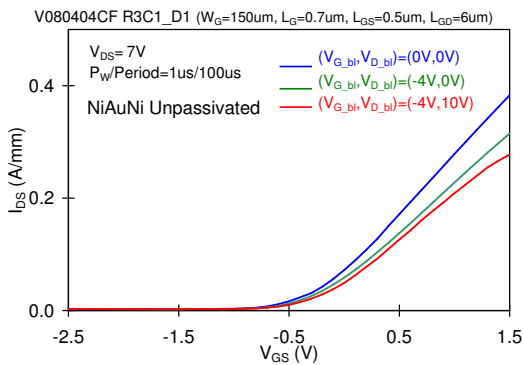
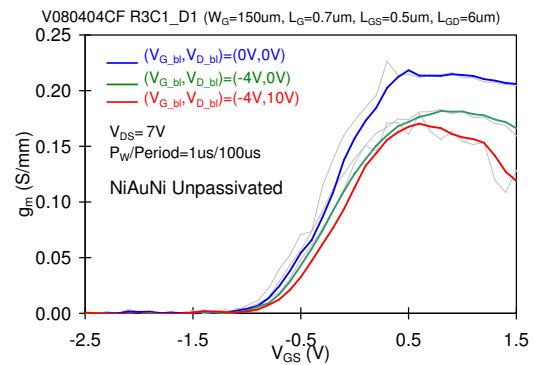
(c) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 2V$.(d) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 2V$.(e) Transcaratteristica $I_D - V_G$ con $V_{DS} = 7V$.(f) Transconduttanza g_m con $V_{DS} = 7V$.

Figura 5.8: Caratterizzazione dinamica del dispositivo $R3C1_D1$ $Ni/Au/Ni$ non passivato.

Capitolo 6

Misure C-V

Nel corso del lavoro di tesi si sono effettuate alcune misure capacità-tensione su diodi ad elevata area. Nella misura $C - V$ il dispositivo, viene sottoposto ad uno sweep di tensione, passando da una condizione di polarizzazione diretta a una di polarizzazione inversa e viceversa; sovrapposto alla componente continua viene applicato un piccolo segnale sinusoidale di frequenza prefissata. In queste condizioni la misura di capacità viene ottenuta dallo sfasamento fra i segnali di tensione e corrente.

6.1 Setup di misura

Lo strumento impiegato per la misura è un *HP4248A LCR meter* con cui è possibile condurre misure sino ad una frequenza massima di $1MHz$. Questo strumento misura l'impedenza con diversi modelli (per esempio reale/immaginario o ampiezza/fase), il modello usato per le misure in esame è il parallelo capacità-conduttanza: $C_p - G_p$, vedi figura 6.1.

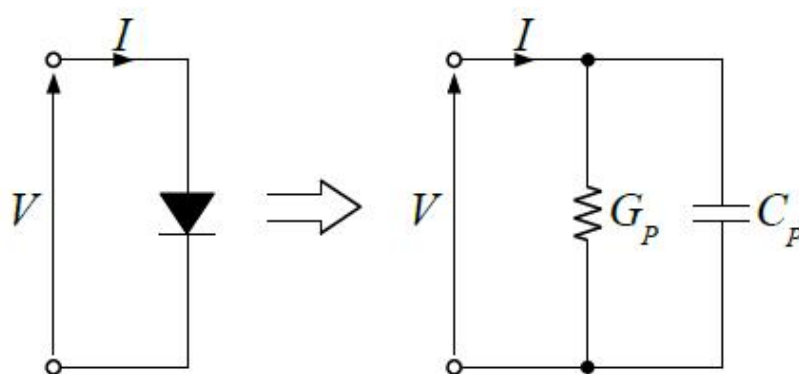


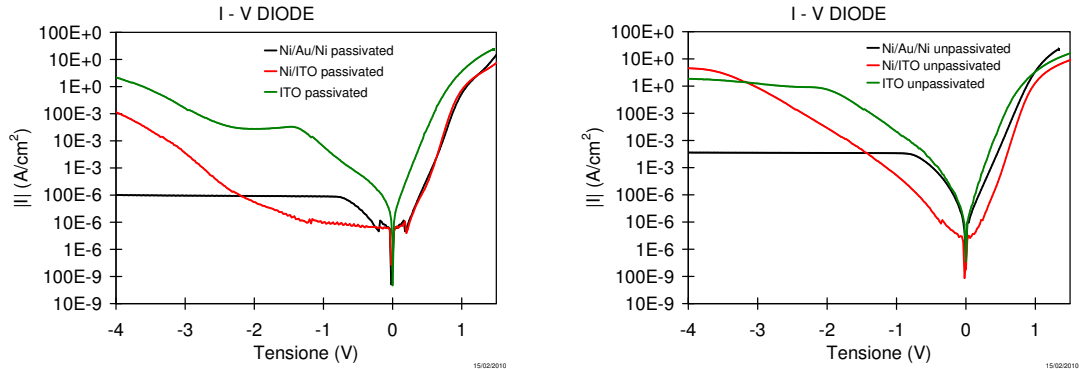
Figura 6.1: Modello equivalente di un diodo ai piccoli segnali.

Tali misure vengono effettuate in una configurazione a quattro terminali, due dei quali (H_p e L_p) sono utilizzati per imporre la tensione, comprensiva di polarizzazione e segnale, mentre altri due (H_c e L_c) consentono la misura della corrente.

Per quanto riguarda la connessione del dispositivo alla strumentazione di misura non è stato possibile l'impiego delle micropunte RF: durante le misure di impedenza, infatti, lo strumento mantiene in *virtual ground* il terminale L_p attraverso un circuito basato su un amplificatore operazionale retroazionato. Utilizzando le micropunte RF il conduttore L_p , verrebbe posto direttamente a massa, di fatto impedendo il corretto funzionamento dello strumento. È chiaro che le micropunte DC non portano a questo inconveniente, ma limitano la massima frequenza di misura a $100kHz$ a causa della loro ridotta banda passante; per questo motivo le misure che verranno presentate non sono state eseguite a frequenze maggiori. L'LCR meter consente di effettuare un'operazione di calibrazione preliminare alla misura che permette di tener conto degli elementi parassiti per un calcolo più accurato dei parametri C_p e G_p .

6.2 Risultati ottenuti

Prima di effettuare le misure di capacità, come descritto precedentemente, si sono fatte delle indagini preliminari sullo stato di vita dei diodi; in particolare si sono eseguite delle misure $I - V$ su tutti i tipi di dispositivi disponibili: $Ni/Au/Ni$, ITO e Ni/ITO sia passivati che non passivati di cui si riportano, nei grafici delle figure che seguono, i confronti tra i vari tipi.



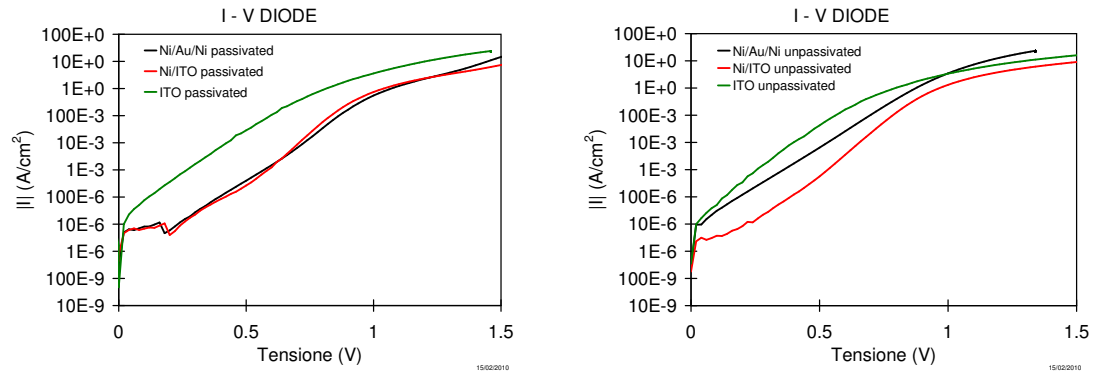
(a) Grafico $I - V$ di diodi passivati.

(b) Grafico $I - V$ di diodi non passivati.

Figura 6.2: Confronti tra diagrammi $I - V$ di diodi di tipi diversi.

Si riportano in tabella 6.1 i valori della corrente I_S calcolati tenendo conto che i diodi hanno un diametro di $100\mu m$ e quindi un'area di circa $7.85 \cdot 10^{-5} cm^{-2}$.

Si sono effettuate le misure $C - V$ su due dispositivi per ogni tipo: uno passivato e uno non passivato. Per ciascuno dei due dispositivi si sono fatte quattro prove a frequenza diversa: $300Hz$, $1kHz$, $10kHz$ e $100kHz$ frequenza massima raggiungibile per i motivi di banda passante delle punte DC spiegati prima. Ogni campione è stato sottoposto ad uno sweep di tensione, passando da una condizione di polarizzazione di $0V$ e arrivando a $-4V$ e viceversa, con step di $0.2V$ mentre lo



(a) Grafico $I - V$ di diodi passivati (solo polarizzazione diretta).

(b) Grafico $I - V$ di diodi passivati (solo polarizzazione diretta).

Figura 6.3: Confronti tra diagrammi $I - V$ di diodi di tipi diversi (solo polarizzazione diretta).

$I_S(A)$	PASSIVATI	NON PASSIVATI
Ni/Au/Ni	$2.09 \cdot 10^{-11}$	$6.34 \cdot 10^{-10}$
ITO	$2.13 \cdot 10^{-9}$	$1.8 \cdot 10^{-9}$
Ni/ITO	$1.61 \cdot 10^{-12}$	$6.61 \cdot 10^{-12}$

Tabella 6.1: Valori di I_S per i diversi tipi di diodo.

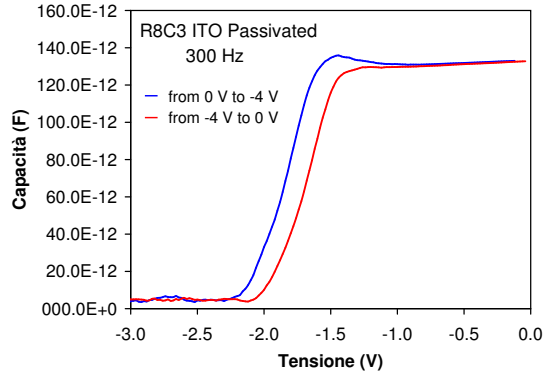
strumento misurava il valore della capacità per ogni passo. I valori ottenuti sono poi stati graficati e i risultati sono riportati nelle figure che seguiranno. Il fatto che i valori di capacità ottenuti dalla misura con step positivo (da $-4V$ a $0V$) non ricalchino i valori ottenuti dalla misura con step negativo, cioè la presenza di isteresi sul grafico, sta a significare che il dispositivo ha, in qualche modo, intrappolato della carica. Moltiplicando la differenza tra le due capacità nello stesso punto di polarizzazione per il valore dello step di tensione ($0.2V$ nel nostro caso) si ottiene la variazione infinitesima di quantità di carica accumulata ΔQ , sommando, infine, queste quantità si ottiene una stima della quantità totale di carica accumulata nello sweep di tensione. Questa quantità viene riportata nel seguito sotto ogni grafico.

6.2.1 Campioni in ITO

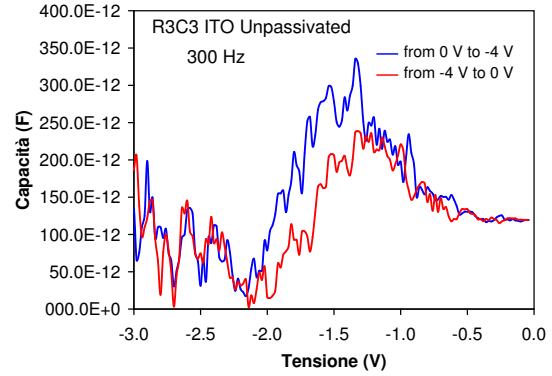
I dispositivi sottoposti a misura sono stati il campione $R8C3$ (passivato) e il $R3C3$ (non passivato). Si riportano in figura 6.4 e 6.5 i risultati ottenuti.

Quello che si può dire analizzando questi risultati è come la misura sia molto più affetta da disturbi in bassa frequenza mentre questi effetti sono molto più attenuati in alta frequenza; inoltre si nota una maggiore isteresi nei dispositivi non passivati: questi infatti intrappolano una maggior quantità di carica. Questo risultato ci dà quindi un'ulteriore conferma di quanto sia necessario dotare i dispositivi di uno strato di passivazione superficiale; adottando questa soluzione, tuttavia, non

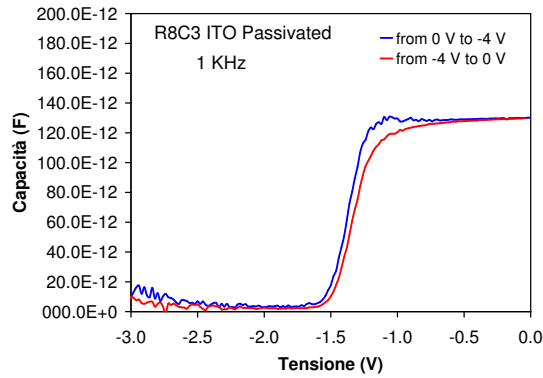
si elimina completamente l'isteresi nelle misure. Si può dire quindi che la carica intrappolata durante questa misura non è dovuta solo a stati trappola superficiali ma soprattutto a cariche presenti all'interfaccia gate-*AlGa*N come si era già visto nel caso della caratterizzazione dinamica di questi dispositivi.



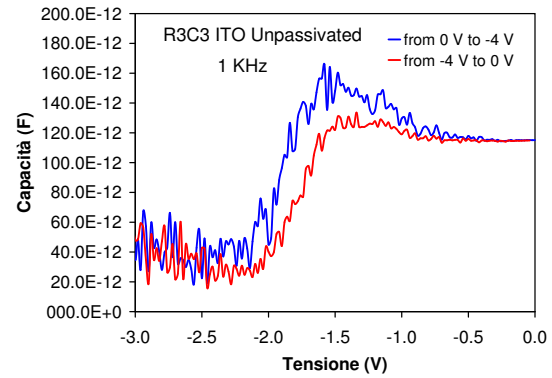
(a) $C - V$ a 300Hz su *ITO* passivato;
 $Q = 1.10 \cdot 10^{-11} C$.



(b) $C - V$ a 300Hz su *ITO* non passivato;
 $Q = 9.00 \cdot 10^{-11} C$.

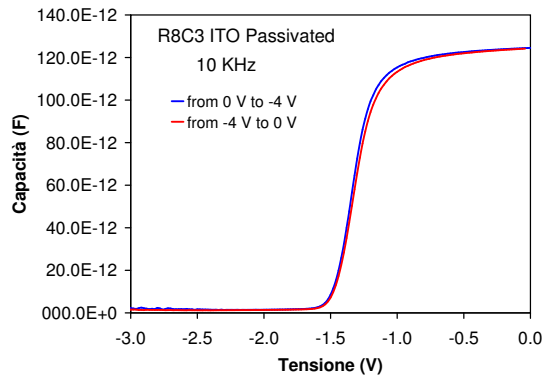


(c) $C - V$ a 1kHz su *ITO* passivato;
 $Q = 1.34 \cdot 10^{-11} C$.

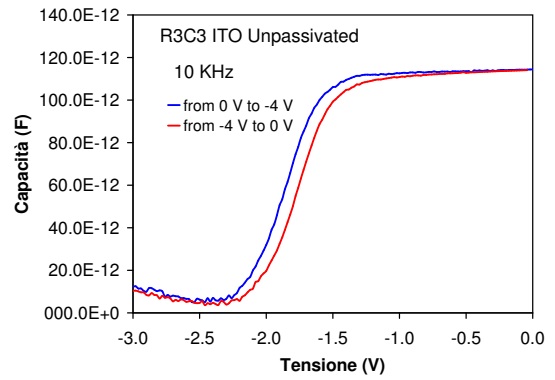


(d) $C - V$ a 1kHz su *ITO* non passivato;
 $Q = 4.65 \cdot 10^{-11} C$.

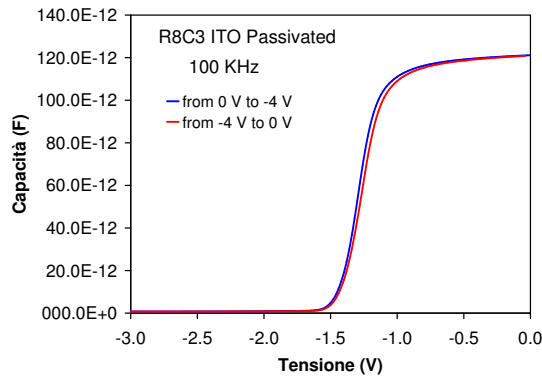
Figura 6.4: Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in *ITO* per $f = 300\text{Hz}$ e $f = 1\text{kHz}$; passivato a sinistra, non passivato a destra.



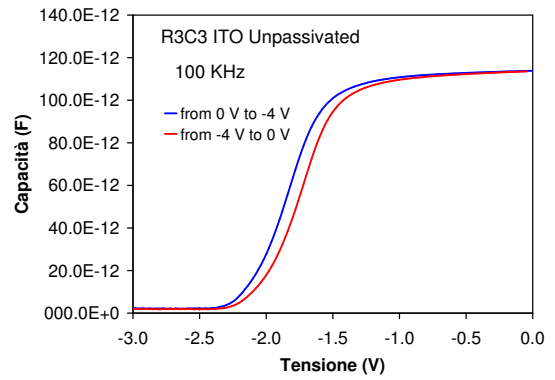
(a) $C - V$ a $10kHz$ su ITO passivato;
 $Q = 5.87 \cdot 10^{-12} C$.



(b) $C - V$ a $10kHz$ su ITO non passivato;
 $Q = 1.71 \cdot 10^{-11} C$.



(c) $C - V$ a $100kHz$ su ITO passivato;
 $Q = 6.07 \cdot 10^{-12} C$.



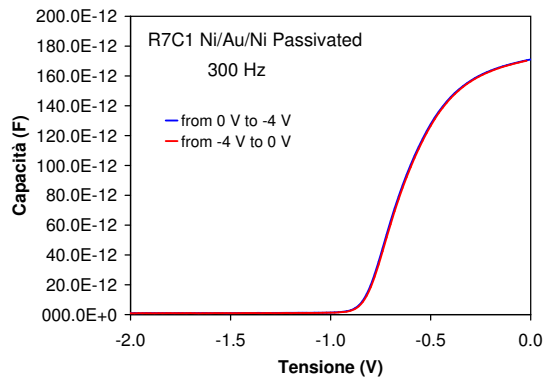
(d) $C - V$ a $100kHz$ su ITO non passivato;
 $Q = 1.31 \cdot 10^{-11} C$.

Figura 6.5: Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in ITO per $f = 10kHz$ e $f = 100kHz$; passivato a sinistra, non passivato a destra.

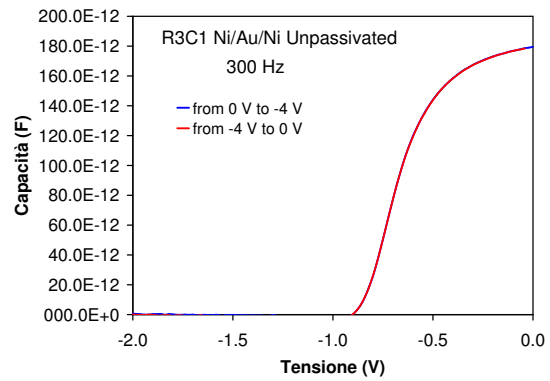
6.2.2 Campioni in Ni/Au/Ni

I dispositivi sottoposti a misura sono stati i campioni *R8C1*, *R7C1* (passivati) e *R3C1* (non passivato). Si riportano in figura 6.6 e 6.7 i risultati ottenuti.

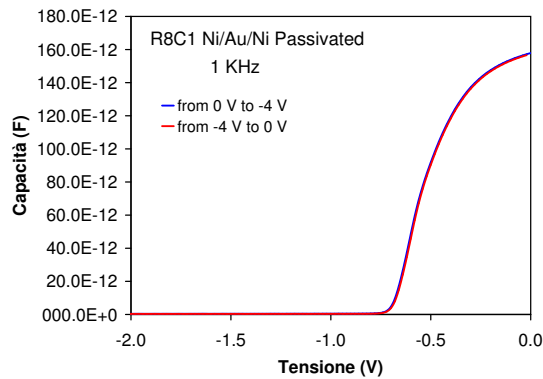
Quello che si può dire riguardo alle misure su questo tipo di dispositivi è, come si vede, che non c'è praticamente isteresi; si conferma quindi che i campioni con gate in *Ni/Au/Ni* non tendono ad intrappolare carica all'interfaccia gate-*AlGaN* a differenza dei dispositivi con gate in *ITO*. Il fatto che anche le misure fatte su dispositivi non passivati non presentino isteresi conferma l'origine “non superficiale” delle cariche intrappolate durante questo tipo di misure.



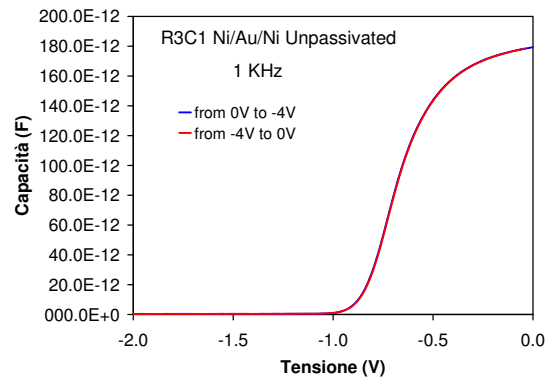
(a) $C - V$ a 300Hz su *Ni/Au/Ni* passivato; $Q = 4.43 \cdot 10^{-12} C$.



(b) $C - V$ a 300Hz su *Ni/Au/Ni* non passivato; $Q = 4.26 \cdot 10^{-12} C$.

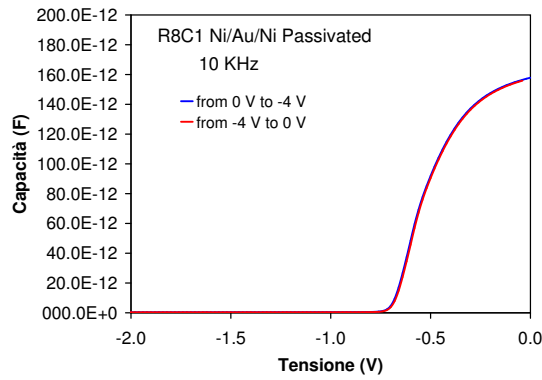


(c) $C - V$ a 1kHz su *Ni/Au/Ni* passivato; $Q = 4.17 \cdot 10^{-12} C$.

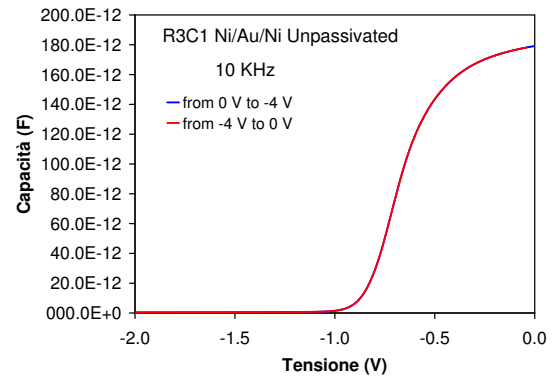


(d) $C - V$ a 1kHz su *Ni/Au/Ni* non passivato; $Q = 4.10 \cdot 10^{-12} C$.

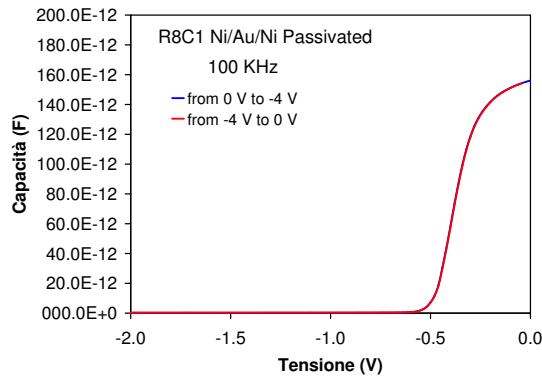
Figura 6.6: Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in *Ni/Au/Ni* per $f = 300Hz$ e $f = 1kHz$; passivato a sinistra, non passivato a destra.



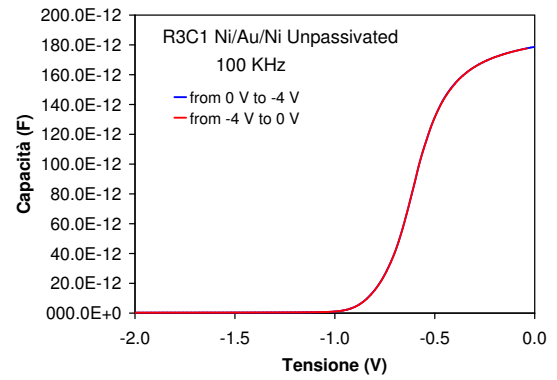
(a) $C - V$ a $10kHz$ su $Ni/Au/Ni$ passivato; $Q = 4.22 \cdot 10^{-12}C$.



(b) $C - V$ a $10kHz$ su $Ni/Au/Ni$ non passivato; $Q = 3.57 \cdot 10^{-12}C$.



(c) $C - V$ a $100kHz$ su $Ni/Au/Ni$ passivato; $Q = 3.44 \cdot 10^{-12}C$.



(d) $C - V$ a $100kHz$ su $Ni/Au/Ni$ non passivato; $Q = 3.65 \cdot 10^{-12}C$.

Figura 6.7: Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in $Ni/Au/Ni$ per $f = 10kHz$ e $f = 100kHz$; passivato a sinistra, non passivato a destra.

6.3 Campione sottoposto ad energia luminosa

Si è provato a sottoporre un dispositivo in *ITO* passivato a delle misure $C - V$ illuminandolo però con un LED durante la misura per valutare se la radiazione fornita permetta un *detrapping*. Si può ipotizzare così, conoscendo la lunghezza d'onda di emissione, il livello energetico delle trappole presenti nel dispositivo. Infatti una stima dell'energy gap a temperatura ambiente, si può ricavare in base alla teoria dell'*effetto fotoelettrico interno*. L'effetto fotoelettrico interno, fenomeno caratteristico dei semiconduttori, consiste nell'assorbimento di un fotone avente lunghezza d'onda inferiore al valore di soglia:

$$\lambda_S = \frac{\hbar \cdot c}{E_g}$$

dove \hbar è la costante di Planck e c la velocità della luce, ovvero di energia superiore all'energia di soglia da parte di un elettrone che si trova in banda di valenza e che viene pertanto eccitato in banda di conduzione, creando una coppia elettrone lacuna. Si tratta di un processo “a soglia” perché l'energia del fotone incidente non può essere ceduta ad un elettrone se essa è inferiore al valore di soglia, ovvero per $\lambda > \lambda_S$. Tutto il procedimento è stato ripetuto più volte, ogni volta con un LED con spettro di emissione diverso (vedi figura 6.8). Al variare del colore della luce, e quindi anche della λ di emissione, varia infatti pure l'energia luminosa emessa.

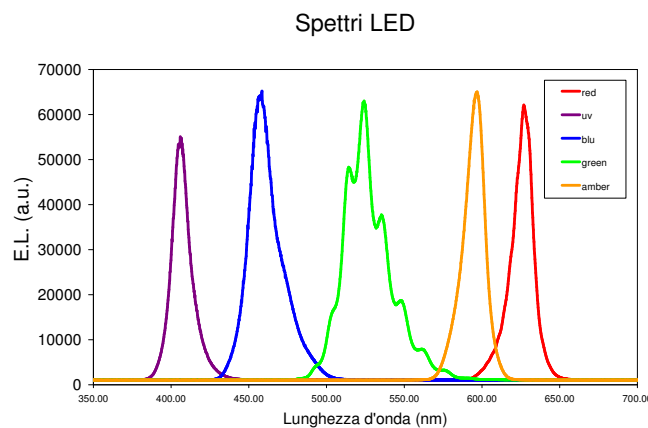


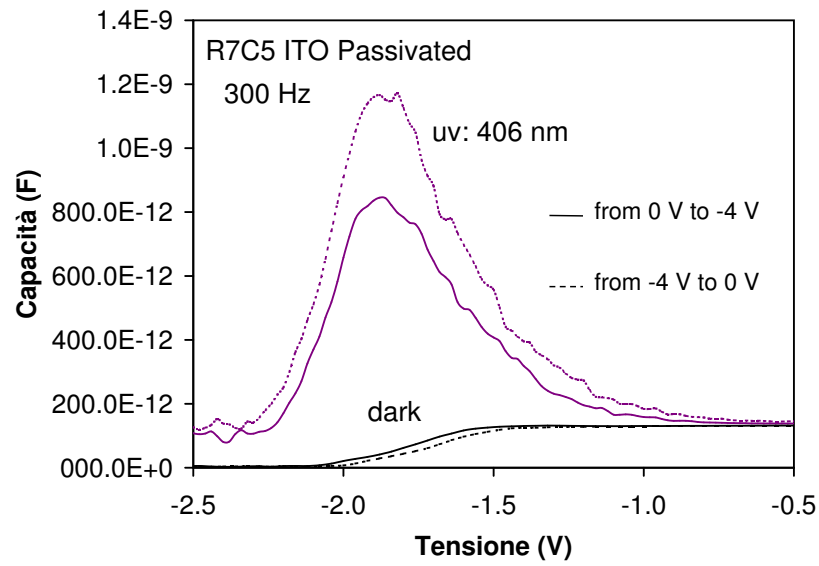
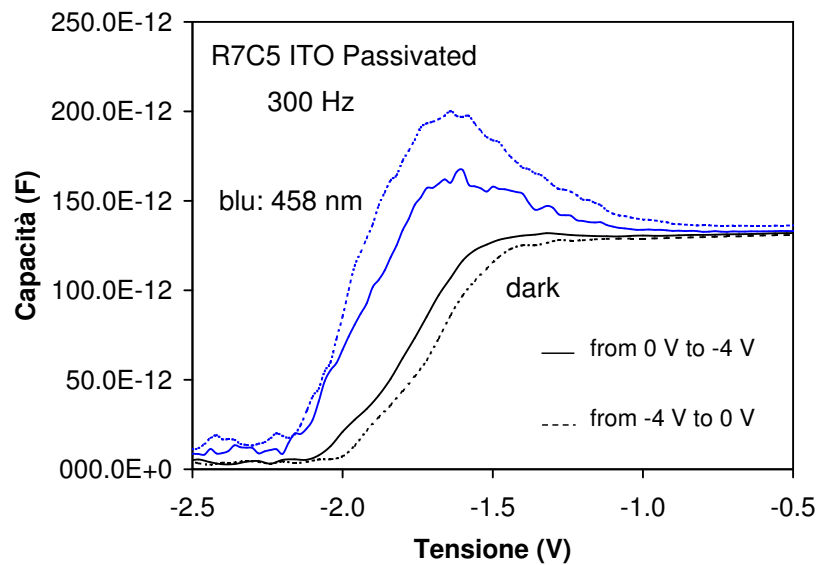
Figura 6.8: Spettri di emissione dei LED usati.

Per poter confrontare i risultati ottenuti, per prima cosa è stato necessario tarare i vari LED per ottenere una potenza luminosa sul dispositivo sempre circa uguale. Per una potenza di $20\mu W$, i LED devono essere alimentati come in tabella 6.2:

Di seguito si riportano le misure di capacità effettuate in queste condizioni ciascuna confrontata con la misura fatta senza illuminazione (“dark”).

Lunghezza d'onda λ [nm]	Colore	E_g [eV]	Corrente I [mA]
406	UV	2.92	20
458	blu	2.59	31.6
524	verde	2.26	31.6
597	ambra	1.98	100
627	rosso	1.89	18

Tabella 6.2: Taratura LED.

Figura 6.9: Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con radiazione UV ($f = 300\text{Hz}$).Figura 6.10: Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce blu ($f = 300\text{Hz}$).

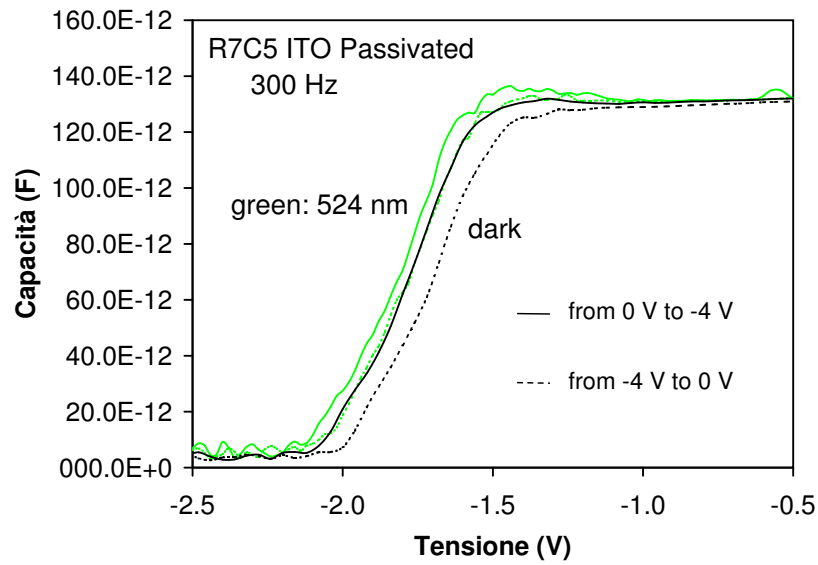


Figura 6.11: Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce verde ($f = 300Hz$).

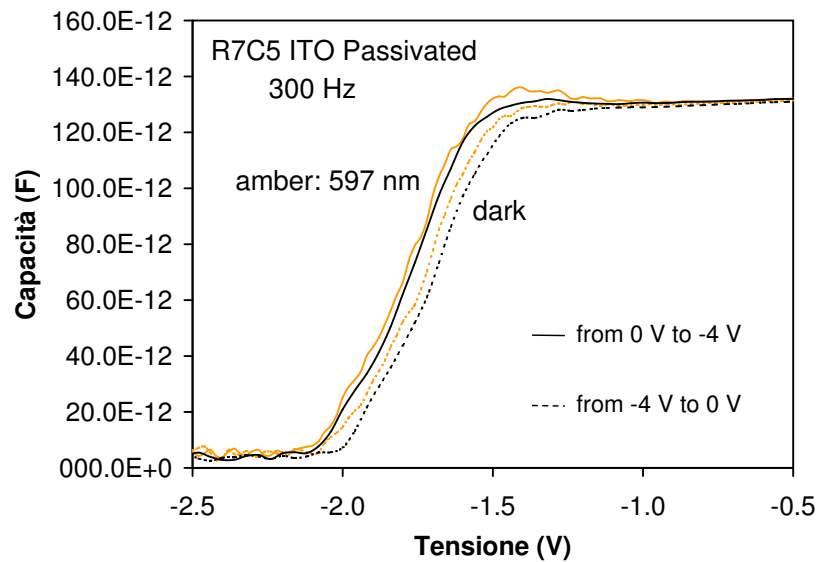


Figura 6.12: Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce ambra ($f = 300Hz$).

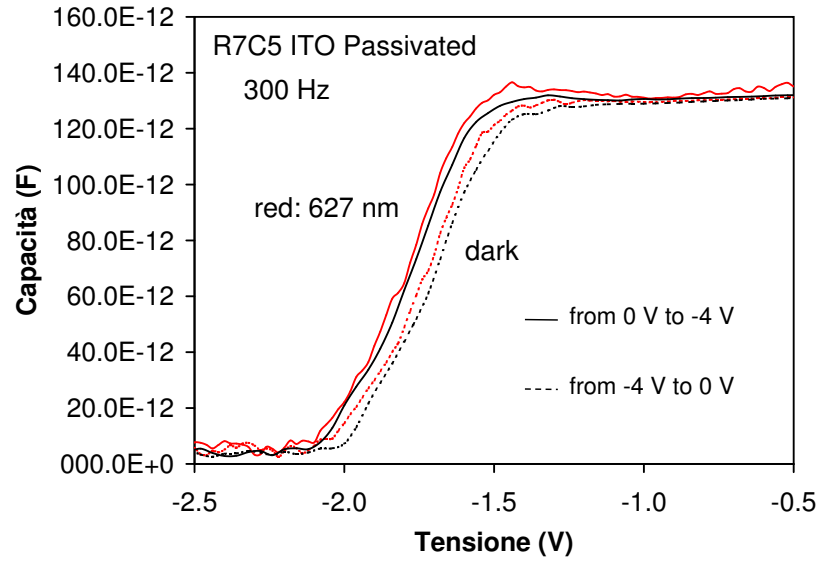


Figura 6.13: Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce rossa ($f = 300Hz$).

Considerazioni

Dai risultati ottenuti si può vedere che per valori di tensione inferiori alla soglia (tra $0V$ e $-1V$) il valore di capacità misurato è pressochè uguale a quello ottenuto durante la misura “al buio” qualsiasi sia il led usato per illuminare il dispositivo. La misura effettuata per valori di tensione prossimi alla soglia del dispositivo presenta, in alcuni casi, una minore isteresi rispetto al caso standard di non illuminazione; in particolare ciò avviene per illuminazioni meno energetiche come quelle fatte con led verde ($\lambda = 524nm$), ambra ($\lambda = 597nm$) e rosso ($\lambda = 627nm$). Si può dire quindi che illuminando il dispositivo con queste lunghezze d’onda si ha un parziale “detrappolamento” della carica. Le misure effettuate con illuminazioni più energetiche come quella blu e UV, presentano delle sovraelongazioni intorno alla tensione di soglia; si può dire che questo effetto è dovuto alla presenza di stati trappola all’interfaccia $AlGaN/GaN$ evidentemente attivati da energie prossime a $2.92eV$ (UV) e $2.59eV$ (blu).

Conclusioni

In questo periodo di tesi si è analizzato un wafer proveniente dall'University of California Santa Barbara (UCSB) contenente HEMT dotati di nuove strutture di gate (*ITO* e *Ni/ITO*), soluzioni nuove e alternative rispetto ai tradizionali stack di gate (come quelle in *Ni/Au/Ni* presenti anch'esse sullo stesso wafer per un confronto). Proprio per questa loro innovatività si sono rese necessarie misure per valutare alcune loro caratteristiche che sono state confrontate con quelle di dispositivi allo stato dell'arte. L'*ITO* (Indium Tin Oxide) ha tra le sue caratteristiche più importanti quella della trasparenza, proprietà questa che permette, costruendo gli elettrodi di gate con questo materiale, di indagare tramite tecniche spettroscopiche sulla regione attiva sotto il gate, permettendo così di capire i meccanismi che causano il degrado di questi dispositivi. Il wafer studiato era ricoperto per metà di uno strato di passivazione superficiale: si è potuto così anche verificare i vantaggi che la passivazione porta su questo tipo di dispositivi.

Al fine di valutare le caratteristiche di questo nuovo tipo di dispositivi si sono fatte una serie di misure. Si è cercato di caratterizzare i campioni da un punto di vista dinamico, misure di fotoemissione sono state effettuate per valutare l'emissione luminosa nell'area attiva dei dispositivi in funzione della polarizzazione, infine alcune misure $C - V$ sui diodi sono state necessarie per valutare l'effetto dell'intrappolamento di carica.

Particolare importanza è stata data alle misure di elettroluminescenza dove sono stati misurati il numero di fotoni emessi dall'area attiva del dispositivo in funzione del suo stato di polarizzazione, producendo i cosiddetti diagrammi "a campana". Queste misure sono risultate abbastanza stabili e ripetibili solo sui campioni con gate in *Ni/ITO* e su quelli in *ITO* passivati, sui quali si è potuto verificare il legame tra distanza gate-drain L_{GD} (e quindi campo elettrico) e intensità dell'emissione. Effettuando queste misure sui dispositivi in *Ni/Au/Ni* non sono state viste relazioni particolari che leghino il fenomeno dell'emissione di fotoni con le geometrie dei dispositivi analizzati; questa è la conferma del fatto che effettivamente l'uso di dispositivi con gate in *ITO*, con la loro trasparenza, sia una valida soluzione per l'analisi dei fenomeni di emissione nella regione di gate. Il lavoro potrà essere completato, in futuro, sottoponendo a stress di polarizzazione alcuni campioni e andando a valutare l'entità dell'emissione di fotoni dopo il processo di degrado.

Dalla caratterizzazione dinamica fatta si può concludere che entrambi i dispo-

sitivi, con gate in ITO e $Ni/Au/Ni$, presentano fenomeni di collasso di corrente, che si può notare anche dalla dispersione del picco della transconduttanza, sintomi questi della presenza di strati trappola superficiali riempiti che creano un gate virtuale e chiudono parzialmente il canale; tuttavia questi effetti sono molto più evidenti nei dispositivi in cui è assente lo strato di passivazione. Si può quindi dire che la passivazione riesce bene a mascherare i livelli trappola superficiali e ad impedire l'occupazione degli elettroni di tali livelli. Il fenomeno di shift di tensione di soglia è presente invece solo nei dispositivi con gate in ITO ; la passivazione non elimina questo fenomeno e quindi si è portati a pensare che esso sia causato da un altro tipo di trappole presenti solo nei campioni con gate in ITO ; si tratta di trappole localizzate all'interfaccia gate-strato $AlGaN$ e vengono attivate quando il gate è polarizzato con tensioni negative.

Le misure $C - V$ effettuate sui diodi a larga area confermano quanto appena detto sull'intrappolamento di carica e l'importanza quindi di dotare i dispositivi di strato di passivazione superficiale. Una prova di questa misura è stata effettuata, infine, illuminando un campione in ITO passivato con sorgenti luminose di una data energia per valutare se la radiazione fornita permetta in qualche modo di detrappolare la carica e per avere un'idea del livello energetico di tali trappole. Si è notato un parziale detrappolamento quando si sono usate sorgenti luminose poco energetiche come quella verde, ambra e rossa (rispettivamente $2.26eV$, $1.98eV$ e $1.89eV$); per valori di energia più elevati come quelli forniti usando led blu ($2.59eV$) e UV ($2.92eV$) si è notato un aumento del valore di carica intrappolata attribuibile alla presenza di stati trappola all'interfaccia $AlGaN/GaN$ evidentemente attivati a tali energie. Saranno comunque necessarie ulteriori analisi per determinare meglio le cause di questi fenomeni.

Bibliografia

- [1] A. Y. K. Takahashi and E. A. Sandhu, *Wide Bandgap Semiconductors: Fundamental Properties and Modern Photonic and Electronic Devices*. Springer, 2007.
- [2] Y. Pei, K. J. Vampola, Z. Chen, R. Chu, S. P. DenBaars, and U. K. Mishra, “AlGaN/GaN HEMT with a transparent gate electrode,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 5, May 2009.
- [3] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu, “AlGaN/GaN HEMTs - an overview of device operation and application,” *Proceeding of the IEEE*, vol. 90, no. 6, 2002.
- [4] S. J. Pearton, J. C. Zolper, R. J. Shul, and F. Ren, “GaN: Processing, defects and devices,” *Journal of Applied Physics*, vol. 86, no. 1, 1999.
- [5] U. V. Bhapkar and M. S. Shur, “Monte carlo calculation of velocity-field characteristics of wurtzite GaN,” *Journal of Applied Physics*, vol. 82, no. 4, 1997.
- [6] Y. Oshima, T. Eri, M. Shibata, H. Sunakawa, K. Kobayashi, T. Ichihashi, and A. Usui, “Preparation of freestanding GaN wafers by hydride phase vapor epitaxy with void-assisted separation,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 42, pp. L1–L3, January 2003.
- [7] S. C. Jain and et. a, “III-nitrides: growth, characterization and properties,” *Journal of Applied Physics*, vol. 62, 2000.
- [8] S. Strite and H. Morkoc, “GaN, AlGaN and InN: a review,” *J. Vac. Sci. Technol.*, vol. 10, no. 4, 1992.
- [9] H. Amano, N. Sawaki, I. Akasaki, and Y. Toyoda, “Metalorganic vapor phase epitaxial growth of a high quality GaN film using an AlN buffer layer,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 48, pp. 353–355, 1986.
- [10] S. N. Mohammad and H. Morko, “Progress and Prospects of group-III Nitride Semiconductors,” *Progr. Quant. Electr.*, vol. 20, no. 5/6, pp. 361–525, 1996.

- [11] B. Monemar, "III-V nitrides-important future electronic materials," *Journal of Material Science: materials in electronics*, vol. 10, p. 234, 1999.
- [12] M. Osinski, "Gallium-nitride-based technologies," *SPIE press critical review*, vol. CR83, 2001.
- [13] Q. Fareed, R. Gaska, J. Mickevicius, G. Tamullatis, M. S. Shur, and M. A. Khan, "Migration enhanced metalorganic chemical vapor deposition of AlN/GaN/InN based heterostructure."
- [14] H. P. Maruska and J. J. Tietjen, *Appl. phys. lett.*, 1969, 15, 327.
- [15] J. H. Edgar, S. Strite, I. Akasaki, H. Amano, and C. Wetzel, "Properties, processing and applications of gallium nitride and related semiconductors," INSPEC publication, emis Datareviews series, 23.
- [16] D. Gogova, E. Talik, I. G. Ivanov, and B. Monemar, "Large-area free-standing GaN substrate grown by hydride vapor phase epitaxy on epitaxial lateral overgrown GaN template," *Physica*, vol. 371, pp. 133–139, 2006.
- [17] F. Calle, T. Palacios, E. Monroy, J. Grajal, M. Verda, Z. Bougrioua, and I. Moerman, "AlGaN/GaN HEMTs: material, processing, and characterization," *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 2003.
- [18] P. Valizadeh and D. Pavlidis, "Investigation of the impact of Al mole-fraction on the consequences of RF stress on $Al_xGa_{1-x}N/GaN$ MODFETs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 9, 2005.
- [19] Y. Zhang, I. P. Smorchkova, C. R. Elsass, S. Keller, J. P. Ibbetson, S. Denbaars, U. K. Mishra, and J. Singha, "Charge control and mobility in AlGaN/GaN transistors: experimental and theoretical studies," *Journal of Applied Physics*, vol. 87, no. 11, pp. 7981–7987, June 2000.
- [20] S. Binari, P. Klein, and T. Kazior, "Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1048–1058, June 2002.
- [21] S. Binari, K. Ikossi, J. Roussos, W. Kruppa, D. Park, H. Dietrich, D. Koleske, A. Wickenden, and R. Henry, "Trapping effects and microwave power performance in AlGaN/GaN HEMTs," *Transaction on Electron Devices*, vol. 48, no. 3, 2001.
- [22] M. Khan, M. Shur, Q. Chen, and J. Kuznia, "Current/voltage characteristic collapse in AlGaN/GaN heterostructure insulated gate field effect transistors at high drain bias," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 25, 1994.

- [23] E. Kohn, I. Daumiller, P. Schmid, N. Nguyen, and C. Nguyen, "Large signal frequency dispersion of AlGa_N/Ga_N heterostructure field effect transistors," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 12, pp. 1022–1024, June 1999.
- [24] B. Green, K. Chu, E. Chumbes, J. Smart, J. Shealy, and L. Eastman, "The effect of surface passivation on the microwave characteristics of undoped AlGa_N/Ga_N HEMTs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 268–270, June 2000.
- [25] R. Vetury, N. Zhang, S. Keller, and U. Mishra, "The impact of surface states on the DC and RF characteristics of AlGa_N/Ga_N HFETs," *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 560–566, March 2001.
- [26] C. Nguyen, N. Nguyen, and D. Grider, "Drain current compression in Ga_N MODFETs under large-signal modulation at microwave frequencies," *Electronics Letters*, March 2001.
- [27] C. Canali, A. Paccagnella, P. Pisoni, C. Tedesco, P. Telaroli, and E. Zanooni, "Impact ionization phenomena in AlGaAs/GaAs HEMTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, 1991.
- [28] T. Nakao, Y. Ohno, M. Akita, S. Kishimoto, K. Maezawa, and T. Mizutani, "Electroluminescence in AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistors under high bias voltage," *Jpn. J. Appl. Phys.1, Regul. Rap. Short Notes*, vol. 41, no. 4A, 2002.
- [29] N. Shigekawa, K. Shiojima, and T. Suemitsu, "Electroluminescence characterization of AlGa_N/Ga_N high electron mobility transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 79, no. 8, 2001.
- [30] K. Shiojima, N. Shigekawa, and T. Suemitsu, "Optical Study of highbiased AlGa_N/Ga_N high-electron-mobility-transistors," *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 1, pp. 531–535, 2002.
- [31] J. Joh and J. A. del Alamo, "Mechanisms for electrical degradation of Ga_N high electron mobility transistors," *IEDM Tech. Dig.*, pp. 415–418, 2006.
- [32] C. Lee, L. Witkowski, H.-Q. Tserng, P. Saunier, R. Birkhahn, D. Olson, G. Munns, S. Guo, and B. AlbertJ, "Effects of AlGa_N/Ga_N HEMT structure on RF reliability," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 3, 2005.
- [33] Y. C. Chou, D. Leung, I. Smorchkova, M. Wojtowicz, R. Grundbacher, L. Callejo, Q. Kan, R. Lai, P. H. Liu, D. Eng, and A. Oki, "Degradation of AlGa_N/Ga_N HEMTs under elevated temperature lifetesting," *Microelectron. Reliab.*, vol. 44, no. 7, 2004.

- [34] J. W. Pomeroy, M. Kuball, M. J. Uren, K. P. Hilton, R. S. Balmer, and T. Martinr, "Insight into electroluminescent emission from AlGa_N/Ga_N field effect transistors using micro-raman thermal analysis," *Applied Physics Letters*, vol. 88, no. 2, p. 023 507, January 2006.
- [35] G. Meneghesso, R. Pierobon, F. Rampazzo, G. Tamiazzo, E. Zanoni, J. Bernat, P. Kordos, A. F. Basile, A. Chini, and G. Verzellesi, "Hot-electron-stress degradation in unpassivated Ga_N/AlGa_N/Ga_N HEMTs on SiC," pp. 415–422, 17-21 April 2005.
- [36] S. J. Pearton, J. C. Zolper, R. J. Shul, and F. Ren, "Ga_N: processing, defects, and devices," *Journal of applied physics*, vol. 86, no. 1, pp. 1–78, July 1999.
- [37] S. Nakamura, T. Mukai, M. Senoh, and N. Iwasa, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 1992, 1129.

Elenco delle figure

1	Frequenza operativa e potenza di uscita di dispositivi costruiti con diversi tipi di semiconduttore. [1]	2
1.1	Reticolo cristallino di wurzite e zincoblenda.	6
1.2	Legame tra E_g e costante reticolare.	7
1.3	Struttura a bande del GaN .	8
1.4	Velocità di deriva in funzione del campo elettrico. [4]	10
1.5	Mobilità in funzione della temperatura. [5]	10
1.6	Velocità di deriva in funzione del campo elettrico per diverse temperature. [5]	10
1.7	Mismatch GaN -zaffiro.	11
1.8	Schema di un reattore MBE.	14
1.9	Reattore di Nakamura per la TF-MOCVD.	15
1.10	Illustrazione schematica di una sezione di GaN ELO.	17
1.11	Sezione che mostra difetti e regioni di unione.	17
1.12	Caratteristica I-V della giunzione tra GaN e alcuni metalli usati per contattarlo.	18
2.1	Struttura base di un GaN HEMT.	20
2.2	Diagramma a bande di una eterostruttura.	21
2.3	Polarità Ga e N del cristallo di GaN nella forma wurtzite.	22
2.4	Influenza degli effetti di polarizzazione sull'andamento della banda di conduzione in eterostruttura $AlGaN/GaN$.	23
2.5	Legame tra spessore dell' $AlGaN$ e densità di portatori del 2DEG. [18]	24
2.6	Densità del 2DEG a temperatura ambiente in funzione dello spessore di barriera. [18]	25
2.7	Densità elettronica di canale in funzione della concentrazione di alluminio nello strato di $AlGaN$.	25
2.8	Posizione delle trappole in un HEMT.	26
2.9	Caratteristica di uscita di un $AlGaN/GaN$ HEMT con il fenomeno del collasso di corrente.	27
2.10	Caratteristica DC della corrente di drain prima e dopo la passivazione. [21]	29

2.11	Misura di drain-lag per dispositivi con buffer altamente resistivo o con buffer conduttivo. [20]	29
2.12	Diagramma a bande di un'eterostruttura <i>AlGaN/GaN</i> che illustra la transizione tra una situazione in cui non è presente il gate virtuale ad una in cui è caricato negativamente. [25]	30
2.13	Modello del dispositivo che mostra la posizione del gate virtuale. [25]	31
2.14	Effetto dei fotoni con energia superiore all'energy gap del <i>GaN</i> sul gate virtuale.	31
2.15	Fotoni/ I_D in funzione di $1/(V_{DS} - V_{DSAT})$.	33
2.16	Fotoni in funzione di V_{GS} per diversi valori di V_{DS} .	34
3.1	Struttura del wafer V080404CF.	35
3.2	Schematizzazione della struttura dei tre diversi stack di gate.	36
3.3	Struttura geometrica di un HEMT.	36
3.4	Struttura di una cella del wafer V080404CF.	37
3.5	Geometrie dei dispositivi.	37
3.6	Layer dei dispositivi.	37
3.7	Differenze tra un <i>AlGaN/GaN</i> HEMT con gate in <i>ITO</i> prima e dopo l'annealing. [2]	38
3.8	Caratteristiche di uscita di un <i>AlGaN/GaN</i> HEMT con elettrodo di gate in <i>ITO</i> . [2]	39
3.9	Confronto tra i rapporti on/off di HEMT con gate in <i>Ni/Au/Ni</i> , <i>ITO</i> e <i>Ni/ITO</i> . [2]	39
3.10	Spettro di trasmittenza di pellicole di <i>Ni/ITO</i> ed <i>ITO</i> . [2]	40
3.11	Guadagno di piccolo segnale di un HEMT con gate in <i>ITO</i> . [2]	41
4.1	Microscopio a emissione PHEMOS P200.	45
4.2	Punti di contatto per la misurazione a 4 terminali.	45
4.3	Punte DC.	45
4.4	Range di funzionamento dell'HP4142B.	46
4.5	Diagramma a campana relativo al dispositivo R8C5_D2 per V_{DS} da 7V a 9V.	47
4.6	Immagini di emissione del dispositivo R8C5_D2 a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.	48
4.7	Immagini di emissione del dispositivo R8C5_D2 a $V_{GS} = 0.8V$ e V_{DS} variabile.	48
4.8	Caratterizzazione DC del dispositivo R8C9_D3.	49
4.9	Diagrammi a campana relativi ai dispositivi del DIE R8C9.	50
4.10	n°fotoni in funzione di V_{DS} per i dispositivi del DIE R8C9.	51
4.11	Intensità di emissione sulla corrente di drain in funzione di $1/(V_{DS} + V_{GSmax})$ per il dispositivo R8C9_D6.	52

4.12 Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per diverse V_{GS} per i campioni del DIE <i>R8C9</i>	52
4.13 Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per diverse I_{DS} per i campioni del DIE <i>R8C9</i>	53
4.14 Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi del DIE <i>R8C9</i>	53
4.15 Immagini di emissione dei dispositivi del DIE <i>R8C9</i> nelle condizioni di massima emissione.	54
4.16 Immagini di emissione del dispositivo <i>R8C9_D6</i> a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.	54
4.17 Immagini di emissione del dispositivo <i>R8C9_D6</i> a $V_{GS} = 1V$ e V_{DS} variabile.	55
4.18 Caratterizzazione DC del dispositivo <i>R3C7_D3</i>	56
4.19 Diagrammi a campana relativi ai dispositivi del DIE <i>R3C7</i>	57
4.20 n°fotoni in funzione di V_{DS} per i dispositivi del DIE <i>R3C7</i>	58
4.21 Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per diverse V_{GS} per i campioni del DIE <i>R3C7</i>	58
4.22 Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per diverse I_{DS} per i campioni del DIE <i>R3C7</i>	59
4.23 Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi del DIE <i>R3C7</i>	59
4.24 Immagini di emissione dei dispositivi del DIE <i>R3C7</i> nelle condizioni di massima emissione.	60
4.25 Immagini di emissione del dispositivo <i>R3C7_D6</i> a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.	60
4.26 Immagini di emissione del dispositivo <i>R3C7_D6</i> a $V_{GS} = -1.25V$ e V_{DS} variabile.	61
4.27 Caratterizzazione DC del dispositivo <i>R8C3_D3</i>	62
4.28 Diagrammi a campana relativi ai dispositivi del DIE <i>R8C3</i>	63
4.29 n°fotoni in funzione di V_{DS} per i dispositivi del DIE <i>R8C3</i>	64
4.30 Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per diverse V_{GS} per i campioni del DIE <i>R8C3</i>	64
4.31 Intensità di emissione su I_{DS} in funzione di L_{GD} per diverse I_{DS} per i campioni del DIE <i>R8C3</i>	65
4.32 Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per i dispositivi del DIE <i>R8C3</i>	65
4.33 Immagini di emissione dei dispositivi del DIE <i>R8C3</i> nelle condizioni di massima emissione.	66
4.34 Immagini di emissione del dispositivo <i>R8C2_D4</i> a $V_{DS} = 9V$ e V_{GS} variabile.	66
4.35 Immagini di emissione del dispositivo <i>R8C3_D4</i> a $V_{GS} = 1.25V$ e V_{DS} variabile.	67

4.36	n°fotoni in funzione di V_{GS} per i dispositivi del DIE <i>R3C5</i>	68
4.37	n°fotoni in funzione di V_{GS} per i dispositivi del DIE <i>R8C1</i>	68
4.38	n°fotoni in funzione di V_{GS} per tre tipi di dispositivi.	69
4.39	n°fotoni in funzione di I_{DS} per tre tipi di dispositivi.	70
4.40	Intensità di emissione in funzione di L_{GD} per dispositivi di diverso tipo.	70
4.41	Intensità di emissione in funzione di L_{GD} in condizioni di massima emissione per dispositivi di diverso tipo.	71
5.1	Schema di principio di un impulso a partire dalla <i>baseline</i>	73
5.2	Connessione di un HEMT nel setup di misura Double Poulse.	74
5.3	Probe station Karl Suss.	75
5.4	Rappresentazione schematica del setup di misura Double Poulse.	76
5.5	Caratterizzazione dinamica del dispositivo <i>R6C3_D2 ITO</i> passivato.	78
5.6	Caratterizzazione dinamica del dispositivo <i>R2C3_D4 ITO</i> non passivato.	79
5.7	Caratterizzazione dinamica del dispositivo <i>R5C1_D2 Ni/Au/Ni</i> passivato.	81
5.8	Caratterizzazione dinamica del dispositivo <i>R3C1_D1 Ni/Au/Ni</i> non passivato.	82
6.1	Modello equivalente di un diodo ai piccoli segnali.	83
6.2	Confronti tra diagrammi $I - V$ di diodi di tipi diversi.	84
6.3	Confronti tra diagrammi $I - V$ di diodi di tipi diversi (solo polarizzazione diretta).	85
6.4	Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in <i>ITO</i> per $f = 300Hz$ e $f = 1kHz$	86
6.5	Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in <i>ITO</i> per $f = 10kHz$ e $f = 100kHz$	87
6.6	Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in <i>Ni/Au/Ni</i> per $f = 300Hz$ e $f = 1kHz$	88
6.7	Diagrammi $C - V$ dei dispositivi in <i>Ni/Au/Ni</i> per $f = 10kHz$ e $f = 100kHz$	89
6.8	Spettri di emissione dei LED usati.	90
6.9	Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con radiazione UV ($f = 300Hz$).	91
6.10	Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce blu ($f = 300Hz$).	91
6.11	Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce verde ($f = 300Hz$).	92
6.12	Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce ambra ($f = 300Hz$).	92
6.13	Confronto tra misura $C - V$ “al buio” e illuminata con luce rossa ($f = 300Hz$).	93

Elenco delle tabelle

1.1	Proprietà elettriche di alcuni semiconduttori. [3]	7
1.2	Confronto delle caratteristiche di zaffiro e carburo di silicio.	12
6.1	Valori di I_S per i diversi tipi di diodo.	85
6.2	Taratura LED.	91